



## 저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사학위논문

듀얼-액티브-브릿지 DC-DC 컨버터의  
푸리에-급수 분석을 이용한  
모델링 및 변조 방법

Modeling and Modulation of  
Dual-Active-Bridge DC-DC Converter  
Using Fourier-Series Analysis

2016 년 8 월

서울대학교 대학원  
전기 · 컴퓨터공학부  
최 우 인





# 듀얼-액티브-브릿지 DC-DC 컨버터의 푸리에-급수 분석을 이용한 모델링 및 변조 방법

지도 교수 조 보 형

이 논문을 공학박사 학위심사논문으로 제출함  
2016 년 6 월

서울대학교 대학원  
전기·컴퓨터공학부  
최 우 인

최우인의 공학박사 학위심사논문을 인준함  
2016 년 6 월

위 원 장	설 승 기	(인)
부위원장	조 보 형	(인)
위 원	하 정 익	(인)
위 원	채 수 용	(인)
위 원	정 지 훈	(인)



## 초 록

단상 DAB (dual-active-bridge) DC-DC 컨버터는 다양한 IBDC(isolate bidirectional DC-DC converter)의 토폴로지 중 최근 많은 연구가 진행되고 있는 회로이다. DAB 컨버터는 변압기 양단에 두 개의 독립적인 브릿지 회로를 가지며 이를 이용하여 위상-차이를 지닌 고주파 교류 전원을 형성한다. 두 전압 간의 위상-차이를 이용하면 양방향 제어가 간단하게 구현이 가능하다. 추가적인 소자가 없이도 인덕터 전류를 이용하여 ZVS(zero-voltage switching)을 달성하기 때문에 높은 변환 효율을 보인다. 또한 변압기의 직렬 인덕턴스를 에너지 전달 소자로 이용하기 때문에 수동 소자의 수가 적어 높은 전력밀도를 가진다.

DAB 컨버터의 제어는 삼차원 변조를 통해 가능하다. 일차단과 이차단 교류 전압이 3-레벨로 동작할 경우 일차단 브릿지의 시비율, 이차단 브릿지의 시비율, 일차단과 이차단 간의 위상-차이를 이용하여 제어가 가능하다. DAB 컨버터의 변조 변수는 위와 같이 총 세 개인 반면 일반적으로 컨버터의 제어 변수는 하나로 제한된다. 따라서 삼차원 변조를 이용할 경우 주어진 전압 혹은 전력을 만족시키기 위한 변조 변수의 해는 다수 존재하게 된다. 이는 DAB 컨버터의 정상-상태 및 소신호 분석의 복잡도를 상당히 증가시킨다. 이러한 어려움을 해결하기 위하여 본 논문에서는 푸리에-급수를 이용한 분석 방법을 적용하여 다양한 층위에서 DAB 컨버터의 동작 특성을 분석한다.

우선 푸리에-급수의 기본과 성분을 이용하여 DAB 컨버터의 정상-상태 특성을 정의한 뒤 도통 손실을 최소화하는 최적 변조 해를 도출하였다. 도출된 해는 전압 및 부하 범위에 상관없이 공통적으로 적용될 수 있다. 제안된 변조 방법은 모든 동작 영역에서 연속적으로 동작하며 추가적으로 삼각함수만을 이용하여 실시간으로 제어 가능하다. 제안된 변조 방법

을 다수의 실시간 변조 방법들에 비교하여 손실 분석을 진행하였다. 1 kW 급 프로토타입 컨버터를 통하여 제안한 변조 방법의 정상-상태 동작을 확인하였다. 또한 동일한 컨버터를 대상으로 여러 비교 변조 방법에 대비한 효율 개선 효과를 확인하였다.

이어 본 논문에서는 고차 푸리에-성분을 이용한 소신호 모델을 제안하였다. 출력 측 전압과 전류는 DC-성분과 2-고조파 성분을 이용하고 변압기 측 전류는 1-고조파와 3-고조파 성분을 이용하여 7차 모델을 구성하여 차수에 따른 각 모델 간의 대신호 특성을 비교하였다. 최종적으로 5차 모델을 선택하여 소신호 모델을 도출하였으며 이를 기반으로 안정적인 전압 제어기 설계를 수행하였다.

마지막으로 T-모델의 변압기 모델을 가정하여 설계 변수에 따른 DAB 컨버터의 동작 특성에 대하여 분석하였다. 어드미턴스 네트워크를 이용한 고차 푸리에-영역 분석 방법을 이용하여 여러 개의 인덕터로 구성된 변압기 모델의 동작 특성을 간단히 분석하였다. 최적 변압기 설계를 위해 직렬 인덕턴스의 분배에 관한 변수와 자화 인덕턴스의 비율에 관한 변수를 정의하였다. 변압기 설계에 따른 소프트-스위칭 특성과 rms 전류 특성을 비교하였고 최종적으로 손실 모델을 기반으로 하여 효율 측면에서 최적의 변압기 설계 변수의 조합을 결정하였다. 실험 검증을 위하여 다양한 값을 가진 인덕터와 변압기 샘플을 제작하여 총 9가지의 변압기 조합에 대하여 효율 검증 실험을 진행하였다.

**주요어 :** 절연형 컨버터, 양방향 컨버터, 브릿지 회로, 푸리에 분석, 모델링, 변조

**학 번 :** 2013-30263

# 목 차

제 1 장	서 론	1
1.1	차세대 전력전자시스템	1
1.1.1	에너지 저장 시스템 (ESS)	1
1.1.2	전기 자동차 (EV)	4
1.1.3	차세대 반도체 변압기 (SST)	6
1.2	절연형 양방향 DC-DC 컨버터 (IBDC)	9
1.2.1	PSFB DC-DC 컨버터	9
1.2.2	LLC DC-DC 컨버터	10
1.2.3	단상 DAB DC-DC 컨버터	12
1.3	DAB DC-DC 컨버터 연구 배경	15
1.3.1	선행 연구: 변조 전략	15
1.3.1	선행 연구: 소신호 모델링	17
1.3.2	선행 연구: 자화 인덕턴스를 고려한 변압기 설계	18
1.4	연구 범위	21
1.4.1	넓은 동작 범위를 위한 변조 방법	21
1.4.2	소신호 모델링	21
1.4.3	변압기 최적 설계	22
1.5	논문 구성	25
제 2 장	DAB DC-DC 컨버터	27
2.1	정상-상태 분석	27
2.1.1	시간-영역 분석	28
2.1.2	일차 푸리에-영역 분석	35
2.1.3	고차 푸리에-영역 분석	44
2.2	일차 소신호 모델	47

2.3	손실 모델.....	51
2.3.1	도통 손실.....	51
2.3.2	코어 손실.....	52
2.3.3	스위칭 손실.....	54
제 3 장	기본파 성분을 이용한 변조 방법.....	59
3.1	기존 변조 방법.....	59
3.1.1	위상-천이 변조 방법, PSM.....	59
3.1.2	삼각 변조 방법, TRM.....	63
3.1.3	이차원 및 삼차원 변조 방법.....	66
3.2	제안한 변조 방법.....	69
3.2.1	기본파 전류 최소화 문제.....	69
3.2.2	제안한 변조 방법의 해.....	70
3.2.3	제안한 변조 방법의 구현.....	76
3.2.4	제안한 변조 방법의 ZVS 특성.....	80
3.3	예상 손실 비교.....	83
3.3.1	대조군 변조 방법.....	83
3.3.2	RMS 전류 비교.....	86
3.3.3	ZVS 특성 비교.....	90
3.3.4	손실 비교.....	93
3.3.5	3-고조파-전류-최소화와의 비교.....	98
3.4	실험 결과.....	103
3.4.1	검증을 위한 실험 조건.....	103
3.4.2	정상-상태 실험 결과.....	104
3.4.3	효율 비교 결과.....	112
제 4 장	다중-주파수 모델링.....	119
4.1	모델링 방법론.....	119

4.1.1	복소 푸리에-급수 .....	119
4.1.2	DAB 컨버터의 다중-주파수 변수 정의 .....	120
4.1.3	다중-주파수 방정식 .....	123
4.2	개루프 특성 .....	129
4.2.1	1차, 3차, 5차 상태-공간 모델 .....	129
4.2.2	개루프 정상-상태 특성 .....	131
4.2.3	개루프 응답 특성 .....	135
4.3	소신호 모델 .....	139
4.3.1	5차 모델 상태 방정식 .....	139
4.3.2	소신호 모델 .....	139
4.3.3	위상-출력 전달 함수 .....	141
4.4	제어기 설계 .....	145
4.4.1	전압 제어기 .....	145
4.4.1	전압 제어 보상기 설계 .....	147
4.5	실험 결과 .....	153
4.5.1	정상-상태 실험 결과 .....	153
4.5.1	응답-특성 실험 결과 .....	158
제 5 장	변압기 설계 변수 최적화 .....	161
5.1	변압기 모델 .....	161
5.1.1	실질적인 변압기 모델 .....	161
5.1.2	어드미턴스 네트워크 .....	164
5.2	일차 푸리에-영역 분석 .....	167
5.3	고차 푸리에-영역 분석 .....	173
5.3.1	ZVS 영역 변화 .....	175
5.3.2	RMS 전류 변화 .....	180
5.4	변압기 설계 변수 최적화 .....	187



5.4.1	설계 변수에 따른 효율 추이 .....	187
5.4.2	효율-최적 변압기 설계 변수.....	191
5.5	효율 비교 실험 .....	193
5.5.1	변압기 설계에 따른 FDM 효율 .....	193
5.5.2	변압기 설계에 따른 PSM 효율 .....	196
제 6 장	결 론 .....	199
6.1	결론 .....	199
6.2	향후 과제 .....	203
참고 문헌	.....	205
Abstract	.....	217

## 표 목차

표 3.1	PSM 의 의사-코드 .....	78
표 3.2	제안한 변조 방법의 의사-코드 .....	79
표 3.3	실험을 위한 컨버터 주요 파라미터.....	92
표 3.4	주요 부하 조건에서 PSM 대비 효율 개선 .....	113
표 4.1	여러 동작점에서 위상-출력 전달 함수의 주요 변수.....	149
표 5.1	효율 비교를 위한 인덕터 및 변압기 샘플 .....	194



# 그림 목차

그림 1.1	에너지 저장 시스템.....	2
그림 1.2	전기 자동차 시스템의 일반적인 구성.....	5
그림 1.3	3단 구성의 차세대 반도체 변압기의 회로도.....	7
그림 1.4	PSFB 컨버터의 회로도.....	10
그림 1.5	LLC DC-DC 컨버터의 회로도.....	11
그림 1.6	단상 DAB DC-DC 컨버터의 회로도.....	13
그림 2.1	DAB 컨버터의 회로도.....	28
그림 2.2	위상-천이 변조 방식의 DAB 컨버터의 동작 예시 파형.....	29
그림 2.3	PSM 방식의 DAB 컨버터의 전달 전력.....	31
그림 2.4	DAB 컨버터의 삼차원 변조 때의 전압 파형.....	32
그림 2.5	스위칭 패턴에 따른 $u_1, u_2, i_L$ 의 예시 파형.....	33
그림 2.6	스위칭 패턴에 따른 파형의 예.....	34
그림 2.7	간략화된 DAB 컨버터의 등가 회로.....	36
그림 2.8	두 전압 페이저 $\bar{U}_1$ 과 $\bar{U}_2$ 의 동작 영역.....	38
그림 2.9	전압 페이저에 따른 유효 전력과 무효 전력의 면적.....	40
그림 2.10	등가 저항을 포함한 DAB 컨버터의 등가 회로.....	41
그림 2.11	변조 변수와 $R_L/X_L$ 의 변화에 따른 도통 손실을 고려한 DAB 컨버터 모델의 효율.....	43
그림 2.12	고조파 푸리에-영역 분석을 이용해 계산한 전압 및 전류 파 형.....	46
그림 2.13	가변 전류원으로 구성한 DAB 출력단의 등가 회로.....	48
그림 2.14	일차 소신호 모델과 스위치 기반 시뮬레이션 모델의 계단 응 답 결과 비교.....	49
그림 2.15	변압기 및 직렬 인덕턴스의 구현.....	53

그림 2.16	상세한 MOSFET 모델을 이용한 유도성 부하 스위칭 레그	54
그림 2.17	$I_L$ 조건에 따른 스위칭 파형	57
그림 3.1	PSM 으로 구동하는 DAB 컨버터의 비-ZVS 영역	61
그림 3.2	전압 비율 $M = 1.0 \sim 1.4$ 일 때 입출력 전류 대비 rms 전류의 비율	62
그림 3.3	감압 조건에서 TRM 의 예시 파형	65
그림 3.4	위상 차이와 일차단 시비율을 이용한 이차원 변조 방법	66
그림 3.5	위상 차이와 일-이차단 동일한 시비율을 이용한 이차원 변조 방법	67
그림 3.6	전류 최소화 문제의 제한 조건	71
그림 3.7	극-좌표계에 도시한 최적해의 궤적	74
그림 3.8	부하 변화에 따른 푸리에-영역 변조 변수 ( $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2$ )와 시간-영역의 변조 변수 ( $d_1, d_2, \phi$ )	75
그림 3.9	(a) 제안한 변조 방법의 제어기 블록도 (b) PSM 제어기의 블록도	77
그림 3.10	경부하 영역에서의 각 스위치-레그의 스위칭 순간	82
그림 3.11	$M = 0.75$ 일 때 대조군 변조 방법의 부하에 따른 변조 변수 ( $d_1, d_2, \phi$ )	85
그림 3.12	각 변조 방법의 부하 비율에 따른 RMS 전류 변화	88
그림 3.13	$M = 0.5$ 일 때 FDM 과 TRM 의 경부하 인덕터 전류 시뮬레이션 파형	89
그림 3.14	부하 범위와 전압 범위에 따른 비-ZVS 영역	91
그림 3.15	각 변조 방법의 10 ~ 90% 부하에서의 손실 분석 결과	97
그림 3.16	3-고조파 성분을 고려한 전류 최소화 문제의 수치-해석 해	99
그림 3.17	3-고조파를 고려한 rms 전류 특성	102
그림 3.18	3-고조파를 고려한 해의 ZVS 영역	102

그림 3.19	정상-상태 파형 및 효율 곡선 실험 결과를 전압 및 부하 조건.....	103
그림 3.20	제안한 변조 방법의 $M = 0.625$ 인 경우 다양한 부하 조건에서의 정상-상태 파형 .....	105
그림 3.21	제안한 변조 방법의 다양한 전압 범위에서의 경부하 정상-상태 파형 .....	108
그림 3.22	제안한 변조 방법의 역방향 경부하 정상-상태 파형 .....	110
그림 3.23	TRM 변조 방법의 경부하 동작파형 .....	110
그림 3.24	제안한 변조 방법을 적용했을 때 각 레그의 스위칭 파형 .....	111
그림 3.25	실험으로부터 구한 다양한 변조 방법의 효율 곡선.....	115
그림 3.26	표준화된 효율 곡선 .....	118
그림 4.1	간략화된 스위칭 모델로 나타낸 DAB 컨버터의 회로도.....	121
그림 4.2	$d_1$ , $d_2$ , $\phi$ 로 정의된 삼차원 스위칭 신호 $s_1$ 과 $s_2$ 의 시간-영역 파형.....	122
그림 4.3	푸리에 급수 기반 다중-주파수 모델의 등가회로 .....	127
그림 4.4	1차, 3차, 5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 위상-천이 변조 DAB 컨버터의 개루프 정상-상태 파형 .....	132
그림 4.5	1차, 3차, 5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 삼차원 변조 DAB 컨버터의 개루프 정상-상태 파형 .....	134
그림 4.6	5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 위상-천이 변조 DAB 컨버터의 개루프 응답 특성.....	136
그림 4.7	5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 삼차원 변조 DAB 컨버터의 개루프 응답 특성 .....	137
그림 4.8	5차 소신호 모델과 시뮬레이션을 통하여 구한 위상-천이 변조 DAB 컨버터의 위상-출력전압 전달 함수.....	143
그림 4.9	(a) 제안한 변조 방법의 제어기 구성도 (b) 전압 제어 소신호	

블록도.....	146
그림 4.10 전압 비율 및 부하 조건에 따른 위상-출력 전달 함수.....	148
그림 4.11 설계된 전압 제어 보상기를 적용했을 때의 전압 및 부하 조 건에 따른 루프-게인 .....	151
그림 4.12 $v_2 = 200 \text{ V}(M = 0.5)$ 일 때 전압 제어기의 정상-상태 $i_L$ 과 $v_2$ 실 험파형.....	154
그림 4.13 $v_2 = 200 \text{ V}(M = 0.5)$ 인 조건에서 전압 제어기의 극점을 적용 하지 않았을 때 정상-상태 $i_L$ 과 $v_2$ 실험파형 .....	155
그림 4.14 $v_2 = 200 \text{ V}(M = 0.5)$ 일 때 전압 제어기의 정상-상태 $i_L$ 과 $v_2$ 실 험파형.....	156
그림 4.15 루프 간 간섭 방지를 위한 대역폭 분리를 하지 않았을 때 실 험 파형.....	157
그림 4.16 $M = 1.0$ 일 때 부하 증가 응답 특성.....	158
그림 4.17 $M = 0.5$ 일 때 부하 증가 응답 특성.....	159
그림 5.1 DAB 컨버터의 변압기 구현 방법.....	162
그림 5.2 (a) 자성 인덕턴스를 고려한 DAB 컨버터의 T-모델 등가 회로, (b) 페이저와 어드미턴스를 이용하여 나타낸 등가 회로.....	163
그림 5.3 다양한 변압기 변수 $\gamma_{lk}$ 와 $\gamma_m$ 에 따른 최대 전달 전력.....	168
그림 5.4 변조 변수와 $\gamma_m$ 의 변화에 따른 표준화된 무효 전력.....	170
그림 5.5 변조 변수와 $\gamma_{lk}$ 의 변화에 따른 표준화된 무효 전력.....	171
그림 5.6 고차 푸리에-분석을 이용하여 계산한 실질적 변압기 모델의 동작 예상 파형.....	174
그림 5.7 변압기 설계 변수에 따른 FDM 변조 방법의 비-ZVS 영역 변 화.....	177
그림 5.8 변압기 설계 변수에 따른 PSM 변조 방법의 비-ZVS 영역 변 화.....	179

그림 5.9 변압기 설계 변수에 따른 FDM 변조 방법의 rms 전류 변화	182
그림 5.10 변압기 설계 변수에 따른 PSM 변조 방법의 rms 전류 변화	185
그림 5.11 변압기 설계 변수에 따른 FDM의 효율 변화	189
그림 5.12 변압기 설계 변수에 따른 PSM의 효율 변화	190
그림 5.13 효율-최적화 변압기 설계 결과	192
그림 5.14 변압기 변수에 따른 FDM을 이용한 DAB 컨버터의 효율 측정 결과	195
그림 5.15 변압기 변수에 따른 PSM을 이용한 DAB 컨버터의 효율 측정 결과	197





# 제 1 장 서 론

## 1.1 차세대 전력전자시스템

본 절에서는 최근 환경적 경제적 관점에서 많은 사회적 관심을 받고 있는 차세대 전력전자 기반 시스템들에 관해 설명한다. 이들은 전력전자 기술 및 여타 기술의 발달로 인하여 상용화 및 기술화의 수준이 빠르게 성장하고 있다. 차세대 전력전자시스템의 기술 배경과 특징에 대해서 설명하고 이러한 시스템 내에서 절연형 양방향 DC-DC 컨버터(isolated bidirectional dc-dc- converter, IBDC)가 갖는 중요성에 대해서 이야기하도록 한다.

### 1.1.1 에너지 저장 시스템 (ESS)

2013년 전세계 총 에너지 사용량은 9,301 Mtoe 로 1973년의 4,667 Mtoe 에 비해서 두 배 가량 증가하였다 [1]. 이는 동기간의 전세계 인구 증가량을 추월하는 속도이다. 한정된 자원에서 에너지의 사용량이 지속해서 증가함에 따라 기존의 화석연료의 고갈에 대한 논의들이 꾸준히 언급되어 왔다.

2013년의 총 CO<sub>2</sub> 방출량은 32,000 Mt 으로 1973년에 비해서 마찬가지로 두 배 가량 증가하였다 [1]. 이산화탄소 배출량의 대부분은 석탄, 석유, 천연가스의 화석 연료에 의한 발전에 의한 것이다. 이러한 환경 오염 물질들은 지구 온난화 현상과 극심한 대기 오염 증가로 이어졌다. 지구온난화 현상에 대한 전지구적인 관심과 우려는 1997년의 교토의정서의 채택으로 이어졌다 [2]. 2005년 공식 발효된 교토의정서는 여러 선진국으로 하여금 온실가스 배출량을 점차적으로 감축하는 것을 목표로 하여 시

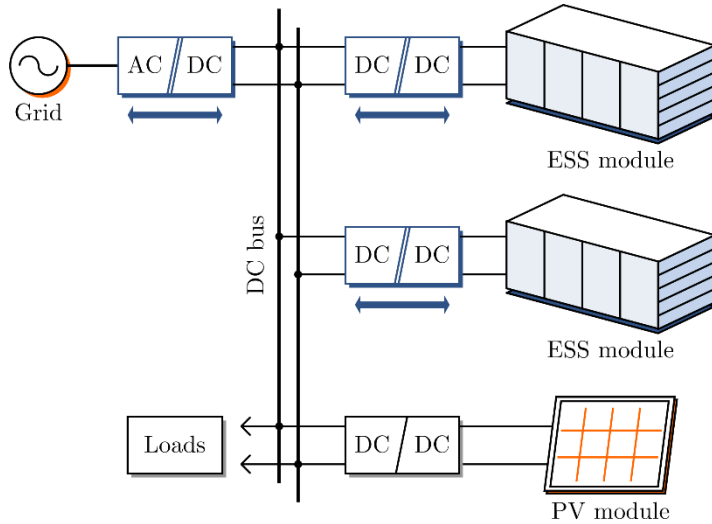


그림 1.1 에너지 저장 시스템

행되었으며, 이는 여러 선진국들의 온실가스 저감 정책으로 이어졌다. 2015년 11월에는 2020년 만료되는 교토의정서의 후속적인 파리기후협약이 체결되었다 [3]. 선진국들만 참여하던 교토의정서와 달리 파리기후협약에서는 전세계 195개의 국가가 스스로 정한 방식에 따라 의무적으로 온실가스를 감축해야 한다.

이러한 환경적 요구에 대해 현재 한국의 전기 요금 제도는 늘어나는 전력 소비에 대응하고자 전력의 사용 패턴에 따라 과금 체계를 다양화하고 있다 [4]. 전기 요금은 기본적으로 2부 요금제 방식을 채택하여 피크 부하량으로 기본 요금을 책정한 뒤에 사용량에 비례하는 전력량 요금을 더하여 산정된다. 이에 더해 계절별, 시간대별 차등 요금제를 부과하여 최대 부하 기간의 전력 수요 감축을 유도한다. 특히 주간 최대 부하 시간의 전기 요금은 야간대 요금의 세 배에 이를 정도로 차이가 난다. ESS(energy storage system, ESS)의 에너지 이동 기능은 전력 수요가 적은 시점에 에너지를 저장하여 이를 최대 부하 시점에 사용할 수 있게 함으로써 전력 공급자와 소비자 모두에게 이익을 가져다 줄 수 있다.

한편 온실가스에 배출에 대한 전세계적인 차원에서의 규제는 지속 가능한 발전 에너지원에 대한 관심으로 이어졌다. 2015년 말 전세계 RES (renewable energy sources, RES) 발전량의 총량은 1,985 GW이며 연평균 증가율은 8.3%로 역대 최고를 기록하였다. 아시아 지역과 중미 지역의 RES 발전 증가율은 각각 12.4%와 14.5%였으며, 특히 아시아 지역의 태양광 발전량은 48%의 증가율을 보였다 [5].

그러나 RES 의 보급 확대를 가로 막는 주된 원인 중 하나는 발전 특성의 간헐성 및 불예측성이다. 특히 RES 의 가장 많은 부분을 차지하고 있는 PV 와 풍력 에너지는 기후 환경에 의해서 발전량이 정해진다. 전력 시스템은 소비자에게 안정적인 에너지를 공급해야 하는 의무가 있기 때문에 RES 의 간헐 발전 특성이 극복되어야만이 RES 의 기저 전원으로서의 가치가 확보될 수 있다.

이러한 RES 의 간헐성을 극복하기 위해서 ESS 의 도입이 장려되고 있다. 전력 부하의 사용 패턴은 수용가의 부하 종류에 따라서 서로 다른 패턴을 가지고 있지만 일반적으로 부하량은 오전 시간과 저녁 시간에 최대 전력을 가지고 있다. 이에 비해 PV 전력은 낮시간에 최대치를 가지고 있다. 이러한 전력 사용량과 발전량 간의 불일치는 ESS 의 에너지 이동 기능을 통해서 보완이 가능하다.

전세계적인 배터리 수요와 생산이 증가함에 따라 배터리의 단가는 꾸준히 낮아지고 있기 때문에 ESS 산업의 시장성은 계속해서 개선되고 있다. 더불어 2차 전지의 기술이 향상됨에 따라 에너지 밀도, 충방전 수명, 안정성 등 여러 기술적 난점들이 보완되고 있다. ESS 시장은 작게는 kW 급 가정용 시스템에서 시작해서 배전망 안정성 확보를 위한 MW 의 대용량 시스템까지 이르도록 넓은 분야에서 활발히 연구되고 있다.

특히 배터리의 안정적이고 효율적인 충방전을 위한 IBDC 에 대한 연구는 높은 관심을 받고 있다. ESS 용 배터리 전압의 단자 전압(open-

circuit voltage, OCV)는 충전된 에너지양(state-of-charge, SOC)에 따라서 넓은 범위로 변화한다. 정격 전압이 250 V 인 리튬이온 배터리는 방전범위(depth-of-discharge, DOD)를 20-80%로 설정했을 때에 OCV 는 120-200 V 까지 크게 변동한다 [6]. 또한 배터리의 출력 전류의 크기는 임의적인 에너지 관리 정책에 따라서 정하는 것이 일반적이다. 즉 ESS 용 컨버터의 부하량은 에너지 관리 전략에 의해 넓은 범위로 변한다. 따라서 배터리를 충방전하기 위한 IBDC 는 넓은 전압 범위와 넓은 부하 범위에서 높은 효율을 유지해야 한다.

### 1.1.2 전기 자동차 (EV)

전세계적인 자동차 누적 판매량은 꾸준히 증가하고 있다. 2015년 상용 자동차는 전세계적으로 9천만 대 가량이 판매되었으며 이는 10년 전인 2005년에 비해 약 36%가 증가한 것이다. 특히 최근 브라질, 러시아, 인도, 중국을 포함한 BRICs 의 거대 개발도상국 및 아세안 지역의 국가들의 성장으로 인해 세계 자동차 시장은 현재 시점에서도 연평균 3-4%의 성장률을 보이고 있다 [7].

한편 기존의 내연기관 기반의 차량에서 배출되는 이산화탄소와 온실가스 등의 오염 물질들은 여러 환경 문제들을 야기하고 있다. 이에 각국은 자동차로 인한 온실가스 배출을 줄이기 위한 각종 규제를 내놓았다. 미국 캘리포니아 대기자원위원회(CARB)에서 제시한 ZEV (zero-emission vehicle) 정책이 대표적이다 [8]. 현재 각 자동차 메이커에서 생산하는 자동차 중 14%를 온실가스 배출이 전혀 없는 ZEV 의 판매로 의무화하는 정책이 미국의 10개 주에서 시행 중이다. 이를 지키지 못한 업체는 상당량의 추징금을 지불해야 한다. 또한 유럽연합 위원회(European Commission)는 2015년과 2021년에 각각 130 g/km 와 95 g/km 의 의무 탄

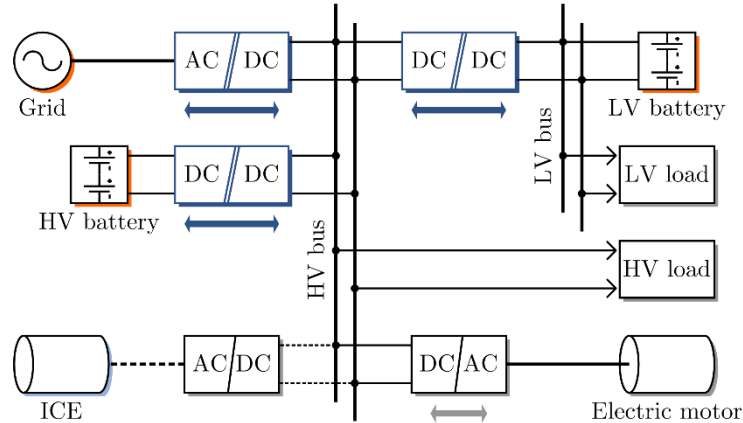


그림 1.2 전기 자동차 시스템의 일반적인 구성

소 배출량을 지정했는데 이는 2007년의 평균 배출량에 비해 18%와 40%가 감소된 양이다 [9].

각국의 다양한 탄소 배출 규제에 힘입어 전세계 전기 자동차의 판매량은 급격히 증가하고 있다. 2014년의 BEV(battery EV)와 PHEV(plug-in hybrid EV)를 합한 전세계 전기 자동차 판매량은 약 30만대 가량으로 이는 2013년에 비해 약 50% 이상이 증가한 규모이다 [10]. 또한 전기차를 포함한 2차 전지 시장 규모와 기술 수준이 급격히 성장함에 따라 배터리의 단가와 에너지 밀도도 매년 개선되고 있다.

흔히 전기 자동차로 분류되는 차세대 자동차는 대표적으로 내연기관과 전기 동력이 혼합된 PHEV와 온전히 전기 동력만으로 가동되는 BEV로 나누어진다 [11-13]. 그림 1.2는 PHEV와 BEV의 일반적인 전력 시스템 구조를 나타내었다. 이 중 BEV에서는 ICE(internal combustion engine)로부터 공급되는 발전되는 전력이 없다는 것만 제외하면 PHEV와 동일한 구조를 가지고 있다. PHEV와 BEV 시스템에서는 두 종류의 배터리가 사용된다. 주로 200-300 V 범위의 HV 버스에 연결되어 메인 동력을 제공하는 HV 배터리와 14 V의 LV 버스에 연결된 보조 전원용 LV 배터리가 있다.

이러한 차세대 자동차 전력 시스템 구조에서 가장 중요한 역할을 하는 컨버터는 두 종류가 있다. 우선 OBC(on-board charger)는 충전 전력을 공급하는 계통 전원과 HV 버스 간의 연결을 담당한다. 주로 용량은 수 kW 에서 수십 kW 에 이르며 V2G (vehicle-to-grid) 기능을 수행하기 위해서 양방향 컨버터로 설계된다. 다음으로 HV 버스와 LV 버스 간의 전력 전달을 수행하는 LDC(low-voltage DC-DC converter)가 있다. LDC 컨버터는 주로 HV 버스에서 LV 버스로 전력 변환을 수행하지만, 추가적으로 HV 배터리를 충전하고 위험 상황에서 HV 배터리의 동력을 대체하기 위해서 양방향 컨버터가 이용된다. OBC와 LDC 모두 안전에 관한 이슈 때문에 절연형의 IBDC 를 이용하여 제작되는 것이 일반적이다.

### 1.1.3 차세대 반도체 변압기 (SST)

기존의 전력 배전 체계는 중앙 집중 방식의 발전원을 중심으로 설계되었다. 작게는 수 MW 크게는 수 GW 에 이르는 대용량의 발전소에서 생산된 전력은 방사형의 전력망을 통하여 개별 수용가로 전달된다. 그러나 이러한 대형 발전소의 환경 오염 등에 관한 문제로 인해서 지속 가능한 신재생에너지원의 도입이 대안으로 제안되었다. 이러한 RES 들은 소규모의 전력 생산이 가능하며 설치 규모가 임의적으로 축소-확장이 가능하다는 장점이 있다. 중앙의 대규모 전력원에 의존하지 않는 분산적으로 설치된 전원이 전체 전력 공급에 큰 부분을 차지하게 될 것이며 이러한 차세대 전력망의 비중은 미래에도 꾸준히 증가할 추세이다.

이처럼 전력의 생산과 소비가 구분되지 않는 상호적인 전력시스템을 일컬어 스마트 그리드라고 칭한다. 스마트 그리드란 기존의 단방향 전력망 구조에서 탈피하여 전력 공급자와 소비자가 정보 기술을 이용하여 에너지 효율을 최적화하는 차세대 지능형 전력망을 뜻한다. 스마트 그리드

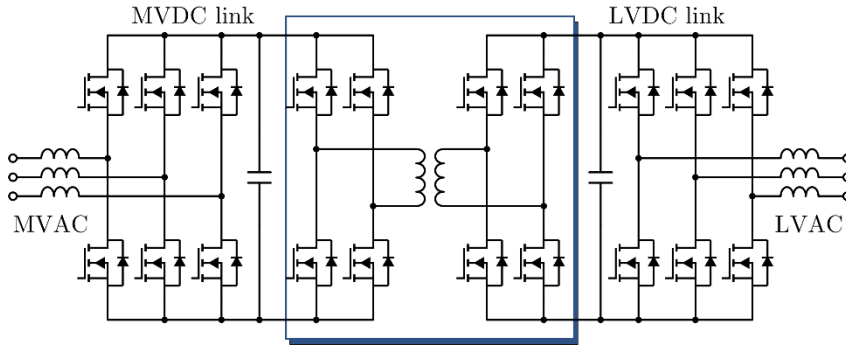


그림 1.3 3단 구성의 차세대 반도체 변압기의 회로도

에는 다수의 분산 전원이 배전망 내에 설치되어 전력의 흐름이 양방향으로 이루어진다. 또한 다양한 전기 정보 기술을 이용하여 전력을 관리하기 때문에 높은 전력 품질을 기대할 수 있게 된다.

한편 변압기는 전력 에너지의 송배전에서 가장 필수적이고 중요한 부분 중 하나이다. 기존의 변압기는 50/60 Hz 주파수의 교류 전력을 처리한다. 스마트 그리드에 대한 관심과 맞물려 최근 활발히 연구가 진행되고 있는 SST(solid-state transformer)는 기존의 50/60 Hz 저주파 변압 대신 반도체 소자를 이용한 수십 수백 Hz 의 고주파 변압을 이용한다 [14-17]. SST 는 기존의 수동 변압기와 달리 스마트 그리드 구역 내의 전력 품질을 능동적으로 제어하고 관리할 수 있다는 장점이 있다. 역내 전압을 순시적으로 제어할 수 있으며 고조파 제거, 무효전력 제어 등의 기능을 제공할 수 있다. SST 를 이용한다면 지역 전력망은 계통의 고장 등으로 인한 문제 등에서 자유로워지게 되어 스마트 그리드 내의 전력 신뢰성을 향상시킬 수 있다. 또한 고주파의 변압기를 이용하기 때문에 대용량의 전력 변환을 높은 전력 밀도의 장치로 처리할 수 있다. 전력전자 기술의 발전과 반도체 소자의 가격 하락으로 인해서 SST 의 현실성은 더욱 부각되고 있다.

그림 1.3은 SST 의 여러 구조 중 가장 대표적인 3단 구성의 전력 회로



를 보여주고 있다. 가운데에 위치한 절연형 DC-DC 컨버터를 중심으로 양 측에 MV-링크와 LV-링크가 존재한다. MV-링크와 LV-링크는 양방향 AC-DC 컨버터를 통하여 각각 계통 측이 될 MVAC 라인과 스마트 그리드 측이 될 LVAC 라인과 연결된다. 중앙에 위치한 절연형 양방향 DC-DC 컨버터는 SST 시스템의 절연을 담당하고 있는 부분으로서 입력과 출력 모두 직류 전압을 정격으로 하고 있다. 풀-브릿지 회로를 통하여 변압기 양단에 고주파의 교류 전압을 형성하고 이를 변압기에 통과시키기 때문에 높은 전력밀도의 절연 기능을 제공한다. SST에 관한 대다수의 연구에서 3단 구성 방식을 채택하고 있으며 따라서 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 역할을 할 수 있는 IBDC에 대한 연구도 활발히 진행되었다.

## 1.2 절연형 양방향 DC-DC 컨버터 (IBDC)

ESS, EV, SST 이외에도 다양한 용도에서 IBDC에 대한 수요는 꾸준히 증가하고 있다. 아래는 IBDC의 여러 종류 중 가장 대표적인 회로들을 보여주고 있다 [18-19]. 그림 1.4, 그림 1.5, 그림 1.6는 각각 위상-천이 풀-브릿지 (phase-shifted full-bridge, PSFB) DC-DC 컨버터, LLC DC-DC 컨버터, DAB (dual-active-bridge) DC-DC 컨버터의 회로도이다. 세 개의 컨버터 회로는 모두 고주파 변압기 양단에 능동소자 기반의 브릿지 회로를 갖추고 있다.

### 1.2.1 PSFB DC-DC 컨버터 [20-23]

PSFB DC-DC 컨버터는 가장 기본적인 형태의 절연형 DC-DC 컨버터인 풀-브릿지 DC-DC 컨버터와 동일한 회로로 구현된다. 다만 ZVS (zero-voltage-switching) 특성 개선을 위하여 위상-천이 방식으로 구동한다. 회로의 동작 특성은 일반적인 벡 컨버터와 동일하다. 이차단은 캐패시터로 연결된 전압원의 특성을 보이며 이차단에는 DC 인덕터의 정류 효과를 이용하여 전류원의 특성을 보인다. 고주파 변압기의 기능은 절연을 제공하고 전압 이득 비율을 조정한다. PSFB 컨버터는 출력단이 전류원으로 동작하기 때문에 출력 전압의 리플 성분이 크지 않다는 장점이 있다. PSFB 컨버터의 단점은 다음과 같다.

- 전압 이득이 시비율  $D$ 에 의해서 결정되며 변압기의 권선비가  $N$ 이라고 가정했을 때,  $V_2/V_1 = ND$ 이다. 시비율의 범위는 1부터 0 사이이기 때문에 PSFB 컨버터의 전압 이득은  $0-N$ 으로 제한된다.
- 출력단 리플을 저감하기 위해서 추가적인 DC 인덕터가 연결되며 다

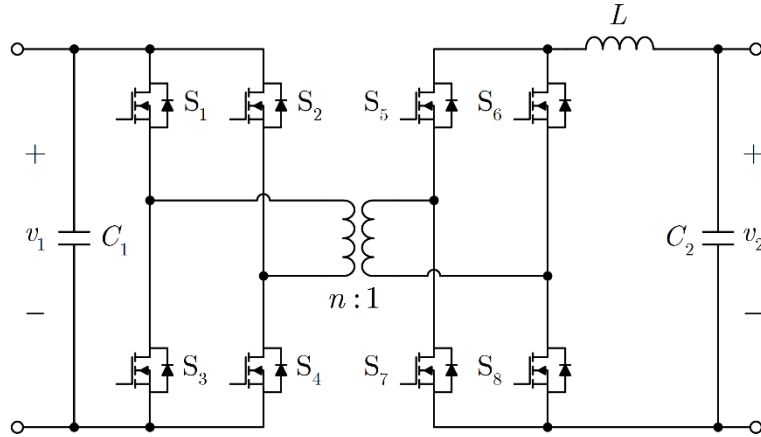


그림 1.4 PSFB 컨버터의 회로도

른 컨버터에 비해서 비교적 큰 크기의 인덕턴스를 필요로 한다. 이는 전력 밀도의 감소로 이어진다.

- ZVS 를 위해서 일정 이상의 누설 인덕터스가 설계되어야 한다. 그러나 누설 인덕턴스의 영향으로 인해서 사용 가능한 시비율의 범위가 제한되며 이는 전압 이득을 제한한다.

- PSFB 컨버터는 중부하에서 소프트-스위칭을 수행한다는 장점이 있다. 반면에 경부하의 범위에서는 일차단 브릿지의 지상 레그의 스위치들의 ZVS 가 누설 인덕턴스의 전류 크기에 의해서 결정되기 때문에 지상 레그의 ZVS 가 불가능하게 된다.

- 변압기의 누설 인덕턴스와 출력단의 DC 인덕터 사이에 스위칭이 발생하기 때문에 두 개의 인덕터 간의 전류 차이가 2차 측 스위치의 전압 스파이크를 야기한다.

### 1.2.2 LLC DC-DC 컨버터 [24-26]

다음으로 그림 1.5는 공진형 브릿지 컨버터 중 가장 널리 사용되고 있는 LLC 타입의 컨버터이다. 기존의 직렬 공진형 컨버터는 전압 이득이

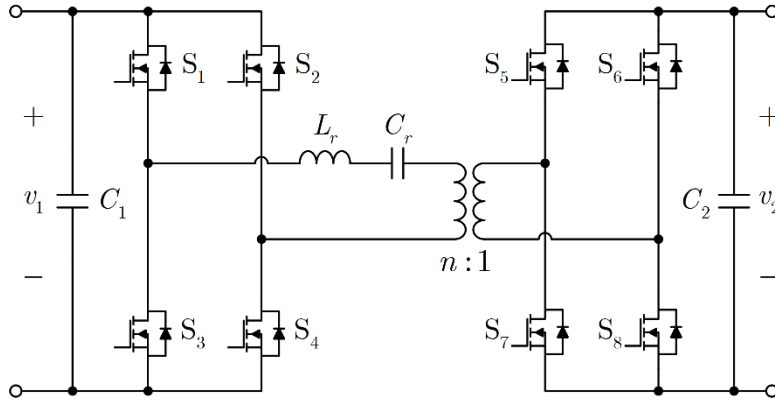


그림 1.5 LLC DC-DC 컨버터의 회로도

제한된다는 단점이 있으며, 병렬 공진형 컨버터는 경부하 순환전류가 큰 도통 손실을 야기한다는 단점이 있다. LLC 컨버터는 직렬 공진형 컨버터 및 병렬 공진형 컨버터의 이러한 단점을 극복하고자 개발되었다. 전압이득-주파수 곡선 특성이 공진점을 주위로 가파르기 때문에 넓은 전압 범위 안에서 비교적 작은 주파수 변동만으로 제어를 수행할 수 있다는 장점이 있다.

반면에 LLC 컨버터는 다음과 같은 단점을 지닌다.

- 비대칭적인 회로 구조를 지니고 있기 때문에 순방향과 역방향 전력 전달 시의 동작 특성이 달라지게 된다. 특히 역방향 제어 시에는 단순한 직렬 공진 컨버터와 동일하게 동작하여 전압 이득 폭이 제한되게 된다.
- 가변 주파수를 이용하여 제어하기 때문에 컨버터의 설계가 최적화되기 어렵다. 스위칭 주파수에 의해서 스위칭 손실, 자성 소자 설계가 큰 영향을 받는다.
- 추가적인 공진 소자들이 요구된다. 일반적으로 공진에 필요한 인덕턴스는 DAB 컨버터에서 사용되는 인덕턴스에 비해서 크게 설계된다. 더불어 공진을 위한 캐패시터 소자가 추가적으로 요구된다. 따라서 전력 밀도를 최적화하는 데에 한계를 지니고 있다.

### 1.2.3 단상 DAB DC-DC 컨버터 [27-30]

DAB 컨버터의 가장 주요한 특징은 적은 소자 수만으로도 절연형 양방향 전력전달이 가능하다는 데에 있다. 그림 1.6에 나타난 것처럼 변압기와 직렬로 연결된 인덕터( $L$ )만으로 전력 전달을 수행한다. 직렬 인덕턴스는 추가적인 인덕터를 이용하여 구현할 수 있지만 변압기 설계 조건에 따라서 변압기의 누설 인덕턴스를 직접 이용하는 것도 가능하다. 또한 앞서 설명한 PSFB 컨버터의 DC 인덕터와 다르게  $L$ 은 교류 인덕터로 동작하기 때문에 PSFB 컨버터에 비해 훨씬 작은 인덕턴스만으로도 동일한 크기의 전력을 전달하도록 설계가 가능하다. 따라서 PSFB 컨버터 및 LLC 컨버터와 동일하게 변압기 양단을 브릿지 회로로 구성한다고 가정했을 때 DAB 컨버터는 추가적인 수동 소자 없이 회로 구현이 가능하다. 이는 높은 전력 밀도를 달성하는 데에 매우 유리하며 DAB 컨버터의 가장 큰 장점이다.

DAB 컨버터의 인덕터 전류 파형은 양단의 브릿지 회로에 의해서 인가된 전압에 의해서 결정된다. 따라서 인덕터 전류는 일차단 전압에 비하여 느린 위상을 가지고 이차단 전압과 비교해서는 빠른 위상을 가지기 때문에 넓은 영역에서 모든 스위치의 ZVS를 달성하는 데에 유리하다.

DAB 컨버터를 구동하는 가장 기본적인 방식은 양 폴-브릿지 간의 위상-차이만으로 제어하는 방법이다. 제2장에서 자세히 다룰 이 방법의 장점은 제어가 간단하며 전압 비율이 1:1일 경우 모든 영역에서 ZVS를 달성한다는 점이다. 그러나 전압 비율이 변할 경우 경부하로 내려갈수록 ZVS 특성이 나빠지는 것과 동시에 순환 전류의 크기도 증가하여 변환 효율이 급격히 떨어진다.

DAB 컨버터의 또 다른 단점 중 하나는 컨버터의 입출력이 모두 전압원으로 구성된다는 점이다. 입력 및 출력 캐패시터는 직렬 인덕턴스의

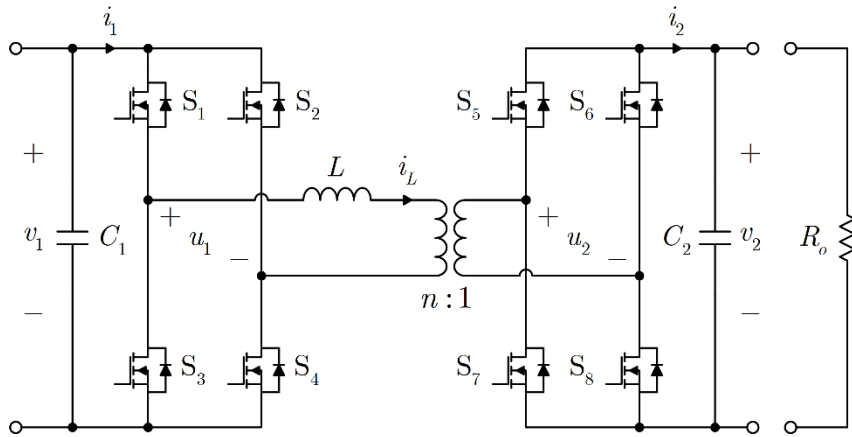


그림 1.6 단상 DAB DC-DC 컨버터의 회로도

교류 전류를 필터링해야 하며 이는 캐패시터의 높은 RMS 전류를 야기하게 된다.



### 1.3 DAB DC-DC 컨버터 연구 배경

본 논문은 앞서 설명한 다양한 IBDC 토폴로지 중 DAB DC-DC 컨버터에 대하여 연구를 수행하였다. 아래는 본 논문에서 수행한 DAB 컨버터에 관련된 연구의 세부적인 주제들에 관한 선행 연구에 관하여 간단히 소개하도록 한다.

#### 1.3.1 선행 연구: 변조 전략

DAB 컨버터를 구동하기 위한 가장 기본적인 방법은 일차단과 이차단 브릿지 전압을 사각 파형으로 구동한 뒤에 두 전압 파형 간의 위상-차이를 이용하여 제어를 수행하는 위상-천이 변조 방법(phase-shift modulation, PSM)이다. PSM 방법은 제어의 자유도가 1이기 때문에 구현이 간단하며 양방향 제어를 포함한 컨버터의 제어가 용이하다 [27]. PSM은 변압기의 권선비를 고려한 입력-출력 전압 비율이 1일 때에는 넓은 영역에서 ZVS를 달성하며 높은 효율을 보인다.

그러나 기존 PSM 방식의 가장 큰 단점은 전압 비율이 1이 아닐 경우에 매우 낮은 경부하 효율을 보인다는 점이다. 특히 이러한 현상은 전압 비율이 1에서 멀어질수록 심해진다. 우선 PSM 방법은 경부하 영역에서 매우 큰 순환 전류를 가지며 이는 도통 손실을 증가시킨다. 또한 전압 비율이 1보다 작은 (큰) 경우 경부하 영역에서 이차단 (일차단) 스위치가 소프트-스위칭을 하지 않게 되며 이는 스위칭 손실 및 노이즈의 증가를 야기한다.

이러한 PSM의 한계를 극복하기 위하여 위상-차이  $\phi$ 에 더불어 각 브릿지 전압의 시비율  $d_1$ 과  $d_2$ 를 이용한 삼차원 변조 방법들이 제안되었다. 우선 TRM(triangular modulation)방법은 인덕터 전류를 삼각형-파형으로



의도적으로 형상화하여 구동하는 방법이다 [28], [49], [50]. TRM 은 그림 2.2에서 지적인 PSM 의 경부하 순환 전류 문제를 해결하고 턴-오프 시 전류를 0으로 만들어 ZCS(zero-current-switching)를 달성하기 위해 제안된 방법이다. 그러나 TRM 방법은 MOSFET 기반의 컨버터에 적용되었을 때 ZCS 의 장점이 크게 드러나지 않으며 오히려 ZVS 를 달성하지 못한다는 단점을 가지고 있다.

또한 DAB 컨버터의 변조의 자유도를 이차원으로 증가시키는 방법들이 제안되었다 [51-55]. 브릿지 간 위상-차이와 일차단 브릿지의 시비율을 적용한 방법과 일차단과 이차단 전압의 시비율을 동일하게 하여 변조하는 방법이 있다. 이차원 변조 방법은 다양한 목적을 위하여 제안되는데, 주로 컨버터의 변환 손실을 최소화하거나 [51], 무효 전력 성분을 최소화하여 도통 손실을 줄이는 목적을 가지고 있다 [52-5]. 그러나 이차원 변조 방법은 태생적으로 세 개의 변조 독립성 중 하나를 포기하기 때문에 최적의 구동이 불가하다는 한계가 있다.

시비율  $d_1$ 와  $d_2$ , 위상  $\phi$ 를 모두 독립적으로 이용하는 삼차원 변조 전략은 크게 두 가지 방법으로 나누어 분류할 수 있다. 우선 수치-해석적 분석을 기반으로 한 변조 방법이 있다 [33], [41], [46], [56]. 시간-영역의 분석을 통하여 DAB 컨버터의 동작 특성을 밝힌 후에 도통 전류를 최소화하거나 [33], 전달 효율을 최대화하거나 [41], [56], 소프트-스위칭을 목표로 하여 [46] 변조 방법의 해를 도출한다. 그러나 수치-해석 기반의 변조 전략은 오프라인 계산을 기반으로 한 룩-업 테이블(look-up table)을 요구한다. 또한 이러한 변조 전략의 실제 구현 성능은 컨버터의 설계 파라미터에 크게 의존하고 모델링의 정확도에 따라 변조의 해가 크게 의존한다는 단점이 있다.

한편 삼차원 변조 전략 중 실시간 계산을 기반으로 한 방법들 또한 제안되었다 [59], [60]. [59]에서 소개된 변조 방법은 경부하 조건에서는 rms

전류의 최소화, 중부하 조건에서는 ZVS 를 목적으로 하여 변조 신호를 결정한다. 무효 전력 성분의 최소화를 위해 제안된 방법도 소개되었다 [60]. 본 논문의 제 3 장에서는 이러한 실시간 삼차원 변조 방법을 대상으로 하여 제안한 변조 방법의 효용을 비교 검증한다.

### 1.3.1 선행 연구: 소신호 모델링

전력전자 회로의 안정성 분석은 소신호 모델링을 기반으로 이루어진다. 일반적인 DC-DC 컨버터의 소신호 모델링 방법은 다음과 같다. 우선 컨버터의 스위칭 상태에 따라서 등가 회로를 결정한 뒤에 이를 기반으로 각 동작 구간에 대해서 상태 방정식을 수립한다. 스위칭 특성에 의한 불연속 상태 방정식은 하나의 스위칭 주기 동안의 평균화를 거쳐서 연속 함수를 구성한다. 이를 선형화 작업을 거치면 라플라스 영역에서의 소신호 모델이 도출되게 된다. 이러한 모델링 방법을 상태-공간 평균화 기법 (state-space averaging, SSA)이라고 한다.

그러나 DAB 컨버터의 전류 파형은 스위칭 주파수에 따라 평균이 0인 주기 함수 특성을 보인다. 교류 함수적인 특성 때문에 스위칭 구간 동안의 평균화 기법을 적용하는 것이 불가능하게 된다. 따라서 기존의 일반적인 DC-DC 컨버터의 소신호 모델링 기법이 DAB 컨버터에서는 적용될 수 없다. 대신 DAB 컨버터의 모델링에는 인덕터의 동특성을 충분히 빠르다고 가정한 채 전압 캐패시터의 동특성만을 고려하는 일차 모델링 방법이 주로 이용된다 [37-40].

이러한 일차 모델은 간단하게 계산할 수 있다는 장점이 있지만 고주파 및 저주파 대역에서 실제 컨버터의 소신호 특성과의 오차를 가지고 있다. 또한 일차 모델링 방법은 삼차원 변조 방법을 이용한 DAB 컨버터에는 적용될 수 없다.

DAB 컨버터의 보다 정확한 소신호 모델을 도출하기 위해 다양한 방법들이 제안되었다. 디지털 제어기를 이용한다는 전제하에 이산 모델을 이용한 모델링 방법들이 제안되었다 [61], [64]. 이산 모델을 이용하여 각 동작점에서 소신호 특성을 선형화하여 구할 수 있다. 그러나 이러한 방법은 개별적인 동작점에서 소신호 모델을 도출해야 한다는 어려움이 있다. DAB 컨버터의 스위칭 상태에 따른 동작 구간을 구분하여 각 구간마다의 리아프노프 안정성 판별법을 적용한 방법도 제안되었다 [63]. 그러나 각 구간의 안정성이 글로벌 안정성을 보장하지 못한다는 점에서 한계를 지니고 있다.

한편 전력전자 회로는 다중-주파수 평균화 (multi-frequency averaging, MFA) 기법 또는 일반 평균화 (generalized averaging) 기법이라고 불리는 모델링 방법을 이용하여 소신호 모델을 도출할 수 있다 [65], [68]. 이러한 방법의 특징은 컨버터의 상태 변수로 정의되는 인덕터 전류 또는 캐패시터 전압의 고차 고조파 성분을 포함한 모델을 이용하는 것이다. 고조파 성분의 차수가 증가함에 따라 모델링의 복잡도가 증가하지만 높은 정확도의 결과를 얻을 수 있다 [67]. DAB 컨버터에도 이러한 다중-주파수 방법을 적용한 모델링 방법이 제안되었다 [66]. 출력 전압과 인덕터 전류의 DC-성분과 1-고조파 성분을 이용하여 모델링의 정확도를 개선하였다.

### 1.3.2 선행 연구: 자화 인덕턴스를 고려한 변압기 설계

DAB 컨버터는 변압기의 직렬 인덕턴스를 에너지 전달 원리로 이용하기 때문에 직렬 인덕턴스의 값이 매우 중요하다. 일반적으로 DAB 컨버터의 분석은 변압기의 자화 인덕턴스는 이상적으로 무한대인 것으로 가정한다. 실제 변압기의 자화 인덕턴스는 직렬 인덕턴스의 수 배에서 수백 배 사이의 값을 가지고 있다. 그러나 자화 인덕턴스의 값이 상대적으

로 작은 값을 지닐 때는 DAB 컨버터의 동작특성에 큰 영향을 미친다. 실질적인 자화 인덕턴스의 영향은 소프트-스위칭 특성과 rms 전류 특성에 반영된다. 특히 자화 인덕턴스의 크기는 컨버터의 스위칭 손실과 도통 손실 간의 상쇄 관계를 갖는다고 알려져 있다 [69], [70].

DAB 컨버터의 변압기 설계에 관한 다수의 논문이 있음에도 불구하고 [76-79] 변압기의 자화 인덕턴스의 설계에 관한 논문은 그 수가 많지 않다. 자화 인덕턴스 값의 변화에 따른 소프트-스위칭 영역의 변화에 관한 연구가 진행된 바 있다 [73-75].



## 1.4 연구 범위

본 연구는 단상 DAB DC-DC 컨버터의 설계, 모델링, 제어를 목적으로 한다. 본 절에서는 논문의 제 3 장, 제 4 장, 제 5 장에서 각각 다룰 주제의 목적 및 기여에 대해서 간단히 언급한다.

### 1.4.1 넓은 동작 범위를 위한 변조 방법

본 논문은 DAB 컨버터의 넓은 전압 및 부하 범위에서의 고효율 동작을 위한 변조 방법을 제안한다. 앞서 설명했듯이 DAB 컨버터의 제어를 위한 가장 기본적인 방식인 PSM은 넓은 동작 범위에서 높은 효율을 보장하지 못한다는 단점이 있다. 따라서 DAB 컨버터의 삼차원 변조에 관한 이슈는 시비율과 위상으로 구성된 삼차원의 변조 변수에서 최적의 조합을 찾아내는 데에 있다. 전력변환 컨버터는 하나의 고정된 입력에서 출력의 전압, 전류 혹은 전력을 제어해야 한다. 이에 반해 DAB 컨버터의 변조 변수의 자유도는 삼차원이기 때문에 정해진 운영 조건에서 무한 개의 변수 조합이 가능하다. 그리고 변수의 조합에 의해서 컨버터의 주요한 운영 특성인 순환 전류의 크기 및 ZVS 특성이 결정된다.

본 논문에서 제안하는 실시간 삼차원 변조 방법은 양단 전압 및 전류 정보의 기본과 성분만을 이용하여 모델링을 수행하고 이를 기반으로 도출된 최적 변수 조합을 이용한다. 시간-영역 모델링 방법과 다르게 기본과 성분을 이용한 모델링을 이용하면 분석적 수식(analytic equation)을 이용하여 DAB의 운영 특성을 표현할 수 있다. 결과적으로 기본과 모델링을 이용하여 삼각 함수에 근거한 매우 간단한 제어기만으로도 넓은 전압과 부하 범위에서 높은 효율을 달성하는 변조 방법을 제안한다.

### 1.4.2 소신호 모델링

앞서 설명한 것처럼 기존의 일반적인 DC-DC 컨버터의 소신호 모델링 기법이 DAB 컨버터에서는 적용될 수 없다. 따라서 DAB 컨버터의 모델링에는 인덕터의 동특성을 충분히 빠르다고 가정한 채 전압 캐패시터의 동특성만을 고려하는 일차 모델링 방법이 주로 이용된다. 이러한 일차 모델은 계산이 간단하다는 장점이 있다. 그러나 일차 모델을 기반으로 구한 DAB 컨버터의 전달 함수는 고주파 및 저주파 대역에서 오차를 가지고 있다. 또한 삼차원 변조 방법을 이용했을 때는 일차 모델링 방법을 적용할 수 없다.

본 논문에서는 일차 모델링의 부정확성을 보완하기 위한 다중-주파수 상태 방정식 방법을 이용한 소신호 모델링 기법을 제안한다. 제안한 모델링 방법은 연속 함수적인 특성을 보존한 채 DAB 컨버터의 소신호 특성을 분석 함수를 통해서 나타낼 수 있다는 장점이 있다. 출력 측 전압과 전류는 DC-성분과 2-고조파 성분을 이용하고 변압기 측 전류는 1-고조파와 3-고조파 성분을 이용하여 7차 모델을 구성하여 차수에 따른 각 모델 간의 대신호 특성을 비교한다. 나아가 5차 모델을 기반으로 한 소신호 모델을 도출하였으며 이를 기반으로 안정적인 전압 제어기 설계를 수행한다.

#### 1.4.3 변압기 최적 설계

본 논문은 추가적으로 실제적인 컨버터의 운영 효율을 개선하기 위해서 DAB 컨버터의 변압기 설계 방법을 제안한다. DAB 컨버터에서 변압기의 역할은 절연을 제공하는 것에 더해 전력 변환 메커니즘에서 주요한 기능을 담당하고 있다.

한편 앞서 간단히 언급한 것처럼 자화 인덕턴스의 값이 상대적으로 작

은 값을 지닐 때는 변압기의 설계 값이 DAB 컨버터의 동작특성에 큰 영향을 미친다. 특히 자화 인덕턴스의 크기는 컨버터의 스위칭 손실과 도통 손실 간의 상쇄 관계를 갖는다.

본 논문에서는 T-모델의 변압기 모델을 가정하여 설계 변수에 따른 컨버터의 동작 특성에 대하여 분석한다. 총 세 개의 인덕터로 구성된 변압기 모델이 적용된 DAB 컨버터는 고차 푸리에 성분을 이용하여 간단히 분석될 수 있다. 직렬 인덕턴스의 분배에 관한 변수와 자화 인덕턴스의 비율에 관한 변수를 정의한다. 변압기 설계 변수에 따른 소프트-스위칭 특성과 rms 전류 특성을 비교하고 손실 모델을 기반으로 한 효율 측면에서 최적의 변압기 설계 변수의 조합을 결정한다. 제안한 설계 방법의 검증을 위하여 다양한 변압기 설계 조건에 따른 DAB 컨버터의 변환 효율을 측정한다.





## 1.5 논문 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2 장에서는 단상 DAB 컨버터의 전반적인 동작 특성에 대해서 설명한다. 컨버터의 분석을 정상 상태 특성, 손실 모델, 소신호 모델의 관점에서 나누어서 접근한다.

제 3 장은 논문에서 제안하는 기본과 성분을 이용한 변조 방법에 대해서 소개한다. 기존의 변조 방법들의 동작 원리와 특성을 설명한 뒤에 제안한 변조 방법을 위한 모델링 기법에 대해서 설명한다. 기본과 모델을 기반으로 하여 순환 전류 저감을 위한 변조 방법을 제안한다. 제안한 방법의 실제 운영 특성을 손실 모델을 기반으로 예측하며 제안한 방법을 통한 효율 개선 효과를 실험적으로 검증한다.

제 4 장은 다중-주파수 모델링을 기반으로 한 DAB 컨버터의 연속 소신호 모델링 방법에 대해서 논한다. 상태 변수를 고조파 성분으로 나누어서 모델링을 수행하여 DAB 컨버터의 전류 정보를 포함한 정확한 소신호 모델을 도출한다. 또한 이를 기반으로 한 DAB 컨버터의 전압 제어기를 설계하여 이를 실험적으로 검증한다.

제 5 장은 DAB 컨버터의 고주파 변압기 설계에 관한 장으로서 우선 T-모델의 변압기가 연결된 DAB 컨버터의 분석을 용이하게 하기 위한 고조파 기반의 정상 상태 모델링 방법을 이용한다. 이를 기반으로 변압기의 직렬 인덕턴스와 자화 인덕턴스의 값에 의한 컨버터의 변환 효율 변화 추이를 분석하여 변압기 최적 설계에 대한 방법을 제시한다.

마지막으로 제 6 장에서는 논문의 의의와 향후 과제에 대해 논하며 결론을 맺는다.



## 제 2 장 DAB DC-DC 컨버터

본 장에서는 DAB 컨버터의 설계 및 분석을 위한 기본적인 분석 방법을 여러 측면에서 다룬다. 가장 우선적으로 컨버터의 동작을 알기 위해서는 정상-상태 분석이 필수적이다. 정상-상태 분석에서는 컨버터가 정상-상태에서 동작한다는 가정하에 입력 전력, 인덕터 전류 파형 등에 대한 정보를 구한다. 이러한 기본 파형에 대한 정보는 주어진 컨버터의 정격 사양을 만족시키기 위한 스위치 및 수동 소자를 설계하고 선정하는데에 이용된다. 나아가 정상-상태 분석 결과는 컨버터의 손실을 예측하고 이를 최소화하는 과정에 이용된다.

이어서 DAB 컨버터의 소신호 모델과 손실 모델에 대한 간략한 소개를 한다. 컨버터의 소신호 모델은 안정적인 제어기 설계에 필수적인 분석이다. DAB 컨버터는 대개의 DC-DC 컨버터와 달리 전류 파형에 대한 평균화 기법을 적용할 수 없다는 특징이 있다. 따라서 DAB 컨버터의 소신호 모델을 구하는 방법은 이러한 특징을 극복하여 넓은 주파수 범위에서 정확한 주파수 특성을 알아내는 데에 주목한다.

한편 DAB 컨버터의 손실 모델을 구하는 과정은 일반적인 전력변환 장치의 손실 모델을 기반으로 한다. 그러나 DAB 컨버터는 스위칭 손실은 각 스위치의 개폐 순간에 전류 파형의 크기와 방향에 크게 의존한다. 본 장에서는 논문의 나머지 부분에서 이용될 DAB 컨버터의 손실 모델에 대한 개괄적인 설명을 한다.

### 2.1 정상-상태 분석

그림 2.1은 단상 DAB DC-DC 컨버터의 회로도를 나타낸다. 입력 측 풀-브릿지는  $S_{1-4}$ , 출력 측 풀-브릿지는  $S_{5-8}$ 로 구성되어 있다.  $v_1$ 과  $v_2$ 는 각

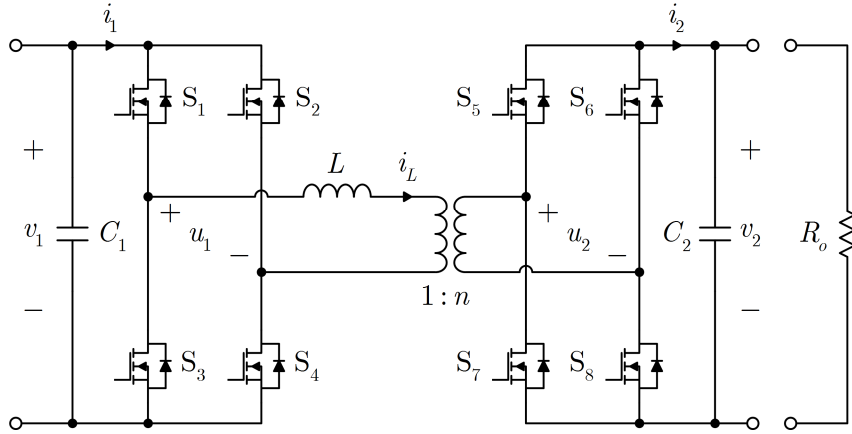


그림 2.1 DAB 컨버터의 회로도

각 입-출력 직류 전압,  $u_1$ 과  $u_2$ 는 풀-브릿지에 의해 인가된 교류 전압이다.  $i_1$ 과  $i_2$ 는 각각 입-출력 직류단 전류이고,  $i_L$ 은 변압기 1차단 측 전류이다.  $C_1$ 과  $C_2$ 는 입출력 캐패시턴스이다. 변압기는 이상적이라는 가정하에 직렬 인덕턴스  $L$ 과 권선비  $1:n$ 으로 나타내었다.  $R_o$ 는 출력 측 부하로서 양의 방향의 전력 전달 시의 저항 부하를 의미한다.

컨버터의 양 단의 직류 형태의 입력 및 출력 전압은 풀-브릿지 회로를 통하여 스위칭 주파수의 3-레벨 전압을 형성한다.  $u_1$ 과  $u_2$ 는 사이에 위치한 변압기 및 변압기의 인덕턴스  $L$ 에 인가되어 교류 전류를 생성한다. DAB 컨버터의 변환 이득을 결정하는 전력 전달량은 인덕터 전류와 풀-브릿지 전압에 의해서 결정된다. 또한 변환 효율에 큰 영향을 미치는 ZVS 특성 및 도통 전류 특성 또한 인덕터 전류의 파형에 의해 결정된다.

### 2.1.1 시간-영역 분석

#### 위상-천이 DAB

가장 기본적인 DAB 컨버터의 구동 방법은  $u_1$ 과  $u_2$ 를 그림 2.2와 같이 사각 파형으로 인가한 뒤에 두 전압 간의 위상-차이만을 이용하여 제어

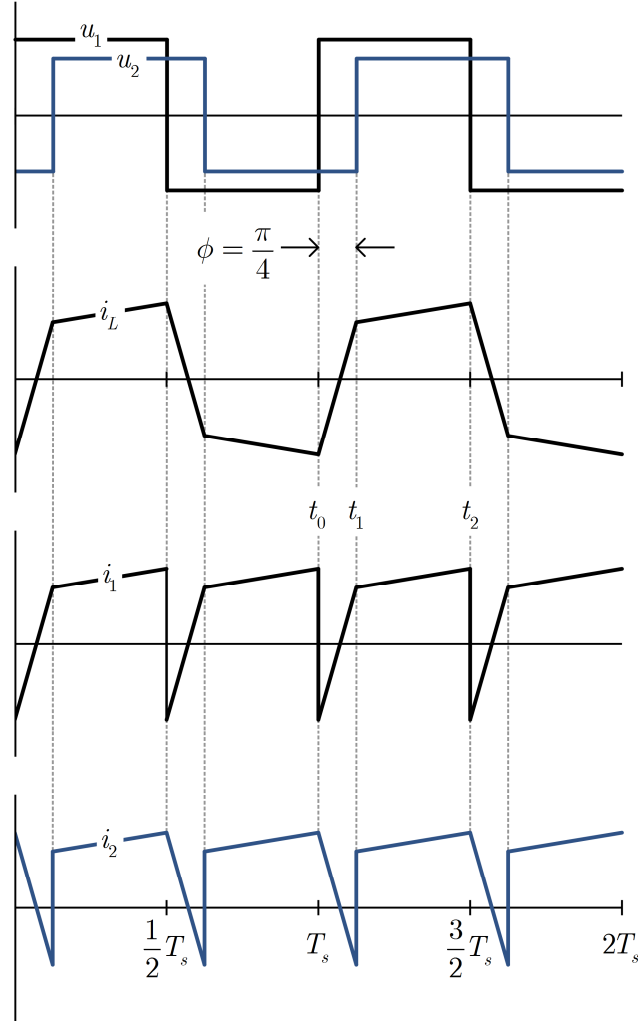


그림 2.2 위상-천이 변조 방식의 DAB 컨버터의 동작 예시 파형

를 하는 기법이다 [27]. 이를 위상-천이 변조 방법(PSM)이라고 한다. 그림 2.2는 두 주기 동안 위상-차이가 45도일 때  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $i_L$ ,  $i_1$ ,  $i_2$ 의 정상-상태 파형을 보여준다. PSM 방식은 브릿지의 스위칭 상태에 따라서 반 주기 동안 두 개의 동작 모드를 갖는다.

$$\begin{aligned}
 i_L(t) &= i_L(t_0) + \frac{1}{L}(V_1 + nV_2)(t - t_0) & t_0 < t < t_1 \\
 i_L(t) &= i_L(t_1) + \frac{1}{L}(V_1 - nV_2)(t - t_1) & t_1 < t < t_2
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$V_1$ 과  $V_2$ 는 각각  $v_1$ 과  $v_2$ 의 정상-상태 값이다. 정상-상태에서의  $L$  에 흐르는 전류의 평균치는 0이며 따라서 다음과 같은 경계 조건을 구할 수 있다.

$$i_L(t_0) = -i_L(t_2) \quad (2.2)$$

식 (5.1)을 이용하여 식 (2.2)를 계산하여  $t_1 - t_0 = (\phi/2\pi)T_s$ 와  $t_2 - t_1 = (1 - (\phi/2\pi))T_s$ 의 관계를 적용하면 식 (2.3)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_L(t_2) &= \frac{1}{2L}(V_1 + nV_2)(t_1 - t_0) + \frac{1}{2L}(V_1 - nV_2)(t_2 - t_1) \\ &= \frac{T_s}{2L} \left( \frac{1}{2}V_1 + \left( \frac{\phi}{\pi} - \frac{1}{2} \right) nV_2 \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

컨버터의 입력 전류  $i_1$ 은 그림 2.2에서와 같이 1차단 폴-브릿지의 스위칭 상태와 인덕터 전류의 조건에 의해서 결정된다. 평균 전류는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle i_1 \rangle &= \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_L(t) dt \\ &= \frac{V_2}{Lf_s} \cdot \frac{\phi}{2\pi} \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

따라서 컨버터 손실이 0이라고 가정했을 때, 컨버터의 전달 전력은 평균 전류를 이용하여 계산할 수 있다. 음의 전력 전달을 고려한 전력의 크기는 식 (2.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_1 = P_2 = \frac{nV_1V_2}{Lf_s} \cdot \frac{\phi}{2\pi} \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.5)$$

그림 2.3은 위상-차이  $\phi$ 가  $-\pi$ 에서  $\pi$ 로 변할 때까지 식 (2.5)를 이용하여 계산한 전력을 보여준다. 전달 전력의 변화를 효과적으로 표현하기 위해서 전력의 크기를 식 (2.6)의 표준 전력  $P_0$ 로 표준화하였다.

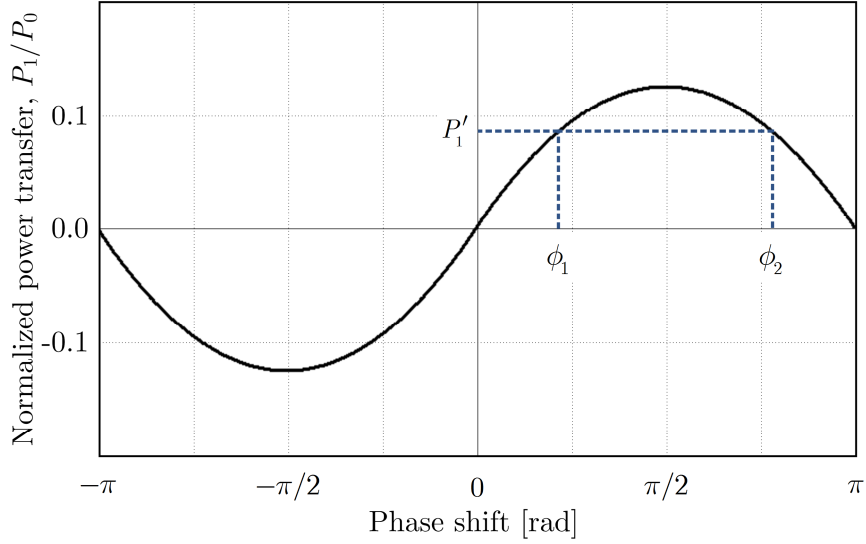


그림 2.3 PSM 방식의 DAB 컨버터의 전달 전력

$$P_0 = \frac{n V_1 V_2}{L f_s} \quad (2.6)$$

위상이 0보다 클 때에는  $u_1$ 이  $u_2$ 에 비해 앞서게 되며 이 때는 입력단에서 출력단으로 전력이 전달된다. 반면에 위상이 0보다 작을 때에는  $u_1$ 이  $u_2$ 에 비해 뒤처지게 되며 전력 전달 방향은 반대가 된다. 한편 임의의 전력량인  $P_1'$ 을 전달할 수 있는 위상의 값은 그림의  $\phi_1$ 과  $\phi_2$ 로 두 개의 동작점에서 구해진다. 그러나 이중  $\phi$ 가  $-\pi/2$ 보다 작거나  $\pi/2$ 보다 클 경우 폴-브릿지 전압과 전류 간의 위상-차이가 불필요하게 많이 발생하여 순환 전류를 야기한다.

DAB 컨버터가 고정된 설계 조건 내에서 전달 가능한 최대 전력은  $\phi$ 가  $\pm\pi/2$ 일 때이다. 즉,  $u_1$ 과  $u_2$ 가  $\pm 90^\circ$ 의 위상-차이를 가질 때 최대 전력이 전달된다. 스위칭 주파수가 고정되었을 때 최대 전력의 크기는 식 (2.6)을 결정하는 양 단의 직류 전압의 크기와 변압기 소자의 직렬 리액



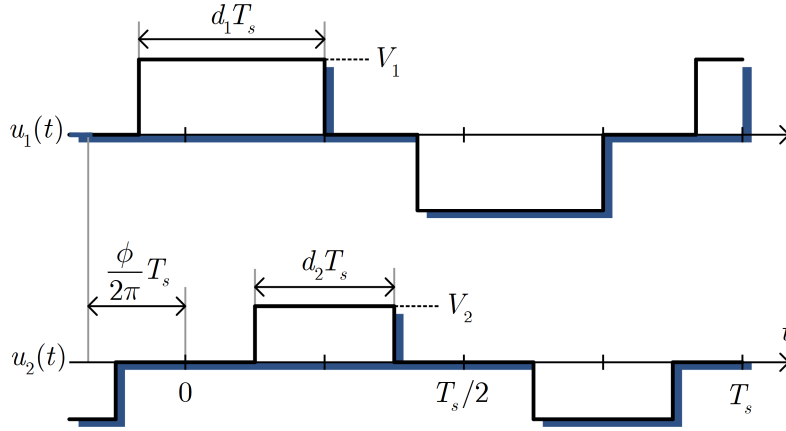


그림 2.4 DAB 컨버터의 삼차원 변조 때의 전압 파형

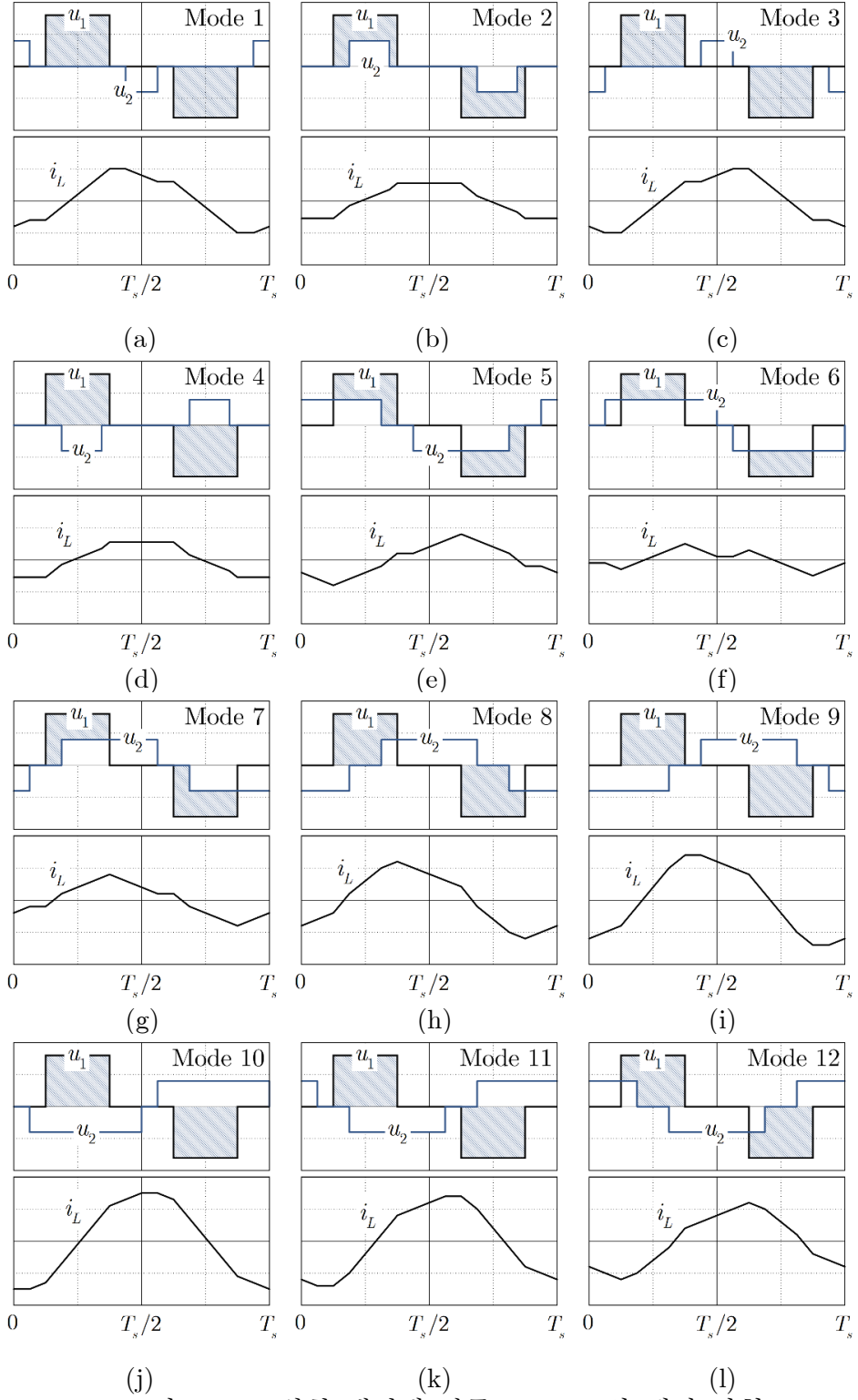
턴스에 의해서 결정된다. 이는 인덕터에 가해지는 전압이 클수록, 인덕터의 리액턴스의 값이 작을수록 흐르는 전류가 크다는 것으로 해석할 수 있다.

### 삼차원 변조 DAB

풀-브릿지 회로의 상단 스위치만 켜진 경우 (혹은 하단 스위치만 켜진 경우) 인덕터 전류는 입력 또는 출력 전류를 거치지 않고 흐르며 이를 프리-윙링(free-wheeling)이라고 한다. 프리-윙링 구간에는  $u_1$ 과  $u_2$ 가 0-전압을 갖게 된다. 프리-윙링 구간을 포함한 DAB 컨버터의 변조 변수는 그림 2.4와 같이  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $\phi$ 로 정의할 수 있으며 각 변수의 범위는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 \leq d_1, d_2 \leq \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (2.7)$$

앞서 PSM 구동 방식에서의 정상-상태 분석은 식 (5.1)의 구간-단위 (piece-wise) 전류 방정식을 세우고 이를 시간-영역에서 풀이함으로써 이



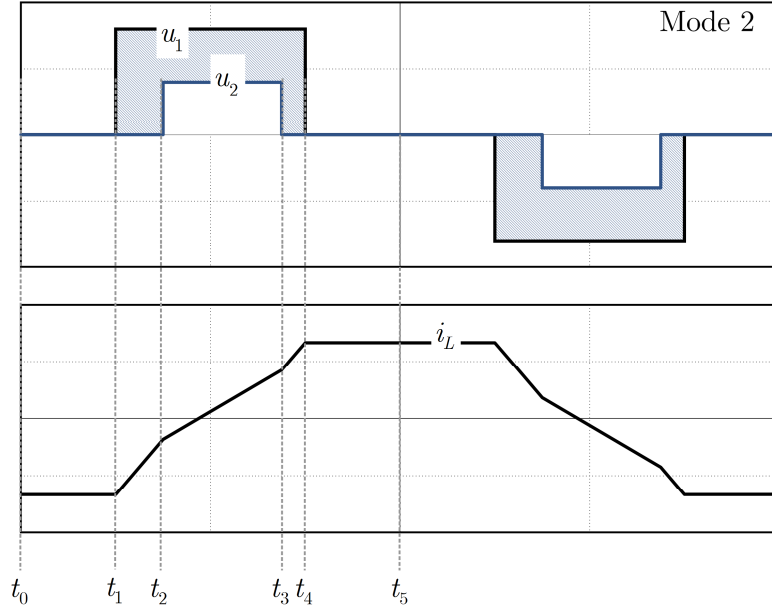


그림 2.6 스위칭 패턴에 따른 파형의 예 (그림 2.5의 모드 2)

루어진다. 한편 구간-단위 전류 방정식을 구하기 위해서는 구간 별 등가 회로를 우선적으로 정해야 한다. 삼차원 변조 방식은  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $\phi$ 의 조합에 의해서 결정되기 때문에 다양한 스위칭 패턴을 가지고 있다.  $u_1$ 이 한 주기 동안 상승-하강-하강-상승하는 스위칭 구간을 기준으로 하여,  $u_2$ 의 스위칭 패턴은 총 12개의 모드로 구분할 수 있다 [31-33]. 그림 2.5는 각 스위칭 모드에 따른 예시 파형을 보여준다.

시간-영역 분석 방법을 이용하여 전달 전력 및 도통 전류의 분석해(analytic solution)를 유도하기 위해서는 각 동작 모드에 따른 전류 방정식을 개별적으로 수립해야 한다. 각 동작 모드에 따라 총 다섯 개의 구간을 나누어서 방정식을 세울 수 있다. 예를 들어, 그림 2.6은 그림 2.5의 모드 2의 파형을 상세하게 나타냈다. 반 주기 동안의  $i_L$ 의 방정식은 다음과 같다.

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) & t_0 < t < t_1 \\ i_L(t_1) + V_1/L \cdot (t - t_1) & t_1 < t < t_2 \\ i_L(t_2) + (V_1 - V_2)/L \cdot (t - t_2) & t_2 < t < t_3 \\ i_L(t_3) + V_1/L \cdot (t - t_3) & t_3 < t < t_4 \\ i_L(t_4) & t_4 < t < t_5 \end{cases} \quad (2.8)$$

식 (2.8)를 이용하면 인덕터 전류 파형에 관한 식을 구할 수 있으며 이를 기반으로 전력 식을 계산할 수 있다. 이처럼 시간-영역 분석 방법을 이용하여 전 동작 영역에서의 전력 식 및 전류 파형에 대한 정보를 계산하기 위해서는 12가지의 스위칭 패턴에 따라서 일일이 방정식을 수립해야 한다는 단점이 있다. 변조 방법의 변화에 따른 대한 동작 특성을 살펴보고자 할 때에도 변조 변수의 조합에 따라 각기 다른 전력 식을 이용해야 한다는 점은 최적 변조 방법을 찾는 데에 큰 어려움을 주는 요소이다.

### 2.1.2 일차 푸리에-영역 분석

#### 기본파 푸리에 성분을 이용한 페이지저 모델 [28]

그림 2.7은 간략화된 DAB 컨버터의 등가 회로로서 변압기 양단의 풀-브릿지 전압과 변압기의 직렬 리액턴스로 구성되어 있다. 분석의 간편성을 위하여 변압기의 권선비는 1:1로 가정하였다. DAB 컨버터의 동작 특성은 풀-브릿지 전압  $u_1$ 과  $u_2$ 와 그로 인해 결정되는 인덕터 전류  $i_L$ 에 의해서 정해진다. 정상-상태의  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $i_L$ 은 평균이 0이며 스위칭 주파수마다 반복되는 주기 함수이다. 임의의 스위칭 주파수마다 반복되는 주기 함수  $x(t)$ 는 기본파 성분만 고려했을 때 다음 식으로 근사할 수 있다.

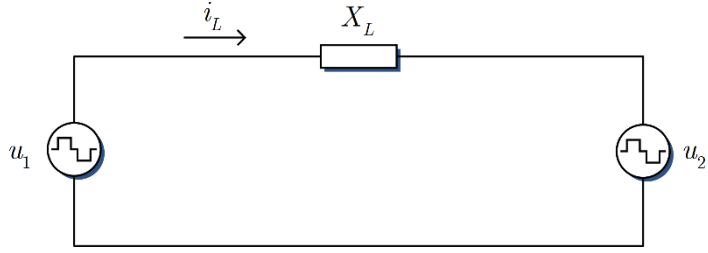


그림 2.7 간략화된 DAB 컨버터의 등가 회로

$$x(t) \approx \frac{x_0}{2} + x_\alpha \sin \omega_s t + x_\beta \cos \omega_s t \quad (2.9)$$

$x_0$ 는  $x(t)$ 의 평균값인 DC-성분을 의미하며,  $\omega_s$ 는  $2\pi f_s$ 이다.  $u_1$ 의 위상을 기준으로 했을 때,  $u_1$ 과  $u_2$ 의 기본파 푸리에 변환 성분은 평균값  $x_0$ 이 0임을 고려하여 다음으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} F\{u_1\} &= \frac{4}{\pi} v_1 \sin \pi d_1 (\cos \phi + j \sin \phi) \\ F\{u_2\} &= \frac{4}{\pi} v_2 \sin \pi d_2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

$F\{\cdot\}$ 는 푸리에 변환을 의미한다. 식 (2.10)을 이용하여 스위칭 주파수를 기반으로 한 페이저(phasor)를 직교-좌표계 (rectangular coordinate) 기반으로 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_1 \sin \pi d_1 (\cos \phi + j \sin \phi) \\ \bar{U}_2 &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_2 \sin \pi d_2 \end{aligned} \quad (2.11)$$

간단한 표기를 위하여 입력 전압  $v_1$ 을 이용하여 다음의 기준 페이저-전압값  $V_0$ 를 정의한다.

$$V_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_1 \quad (2.12)$$

다음은 정의된  $V_0$ 를 이용하여 식 (2.11)을 간단히 나타낸 식이다.

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= V_0 \sin \pi d_1 (\cos \phi + j \sin \phi) \\ \bar{U}_2 &= V_0 M \sin \pi d_2\end{aligned}\tag{2.13}$$

$M$ 은  $v_1$ 와  $v_2$  간의 전압 비율이다. 식 (2.13)을 간단히 표현하기 위하여 전압 페이지의 실수부와 허수부를 식 (2.14)와 같이 정의한다. 각 페이지의  $\alpha$ 와  $\beta$  성분의 범위는  $-1$ 에서  $1$ 까지로 제한된다.

$$\begin{aligned}\alpha_1 &:= \sin \pi d_1 \cos \phi \\ \beta_1 &:= \sin \pi d_1 \sin \phi \\ \alpha_2 &:= \sin \pi d_2 \\ \beta_2 &:= 0\end{aligned}\tag{2.14}$$

식 (2.14)를 이용하여 식 (2.13)의 전압 페이지를 다음과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= V_0 (\alpha_1 + j\beta_1) \\ \bar{U}_2 &= V_0 M \alpha_2\end{aligned}\tag{2.15}$$

동일한 페이지를 원형-좌표계(polar coordinate)에서는 식 (2.16)으로 표현할 수 있다 [34-36].

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= A_1 e^{j\phi} \\ \bar{U}_2 &= A_2\end{aligned}\tag{2.16}$$

$\bar{U}_1$ 과  $\bar{U}_2$ 의 진폭  $A_1$ 과  $A_2$ 의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}A_1 &= V_0 \sin \pi d_1 \\ A_2 &= V_0 M \sin \pi d_2\end{aligned}\tag{2.17}$$

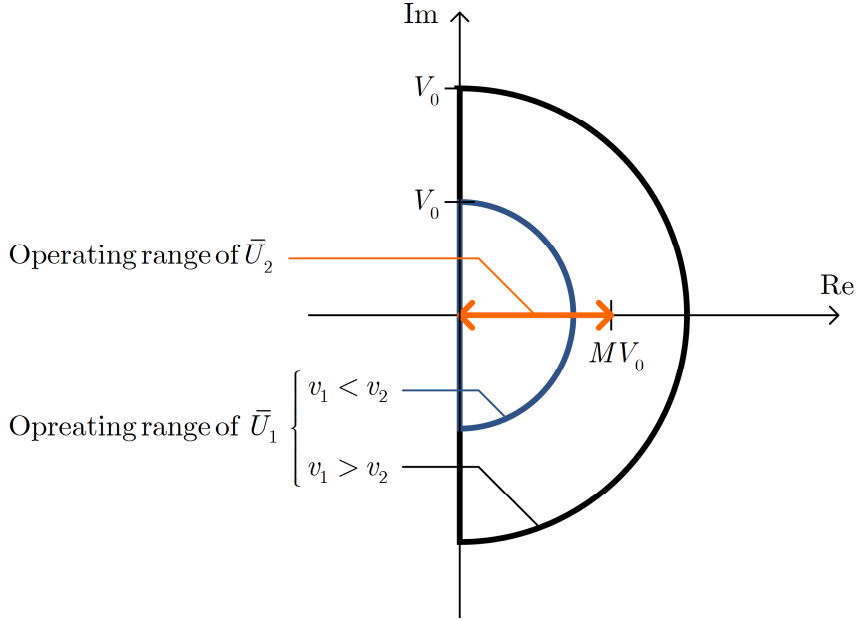


그림 2.8 두 전압 페이저  $\bar{U}_1$ 과  $\bar{U}_2$ 의 동작 영역

식 (2.17)에서 볼 수 있듯이 전압 페이저의 진폭은 직류 전압의 크기와 시비율  $d_1$ 과  $d_2$ 에 의해서 결정된다.  $u_2$ 를 기준으로 변환하였기 때문에  $u_2$ 의 위상은 항상 0으로 고정되어 있다. 두 페이저 간의 각도는 위상-차이에 의해서 정해진다.

그림 2.8은 직류 전압  $V_1$ 과  $V_2$ 가 주어졌을 때, 두 전압 페이저인  $\bar{U}_1$ 과  $\bar{U}_2$ 가 위치할 수 있는 영역을 도시한 그림이다. 두 페이저의 진폭의 최대치가 결정된 이후 위상-차이에 의해서 상대적 위치가 결정된다. 각도의 차이는  $\bar{U}_2$ 를 기준으로 하여  $-90^\circ$ 에서  $+90^\circ$ 까지로 제한된다.

페이저 변환을 수행한 뒤에는 다음의 식 (2.18)을 이용하여 인덕터 전류 페이저를 계산할 수 있다.

$$\bar{I}_L = \frac{1}{jX_L}(\bar{U}_1 - \bar{U}_2) \quad (2.18)$$

$X_L$ 은 인덕터의 스위칭 주파수에서의 리액턴스 값이며  $\omega_s L$ 이다. 식 (2.15)

를 식 (2.18)에 대입하면 인덕터 전류를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}\bar{I}_L &= \frac{V_0}{jX_L}[(\alpha_1 - M\alpha_2) + j\beta_1] \\ &= \frac{V_0}{X_L}[\beta_1 - j(\alpha_1 - M\alpha_2)]\end{aligned}\quad (2.19)$$

입력 전력은 다음 식으로 구해진다.

$$\begin{aligned}P_1 &= \text{Re}[\bar{U}_1 \bar{I}_L^*] \\ &= \frac{V_0^2}{X_L} \cdot [\alpha_1 \beta_1 - \beta_1 (\alpha_1 - M\alpha_2)] \\ &= \frac{V_0^2}{X_L} \cdot M\beta_1 \alpha_2\end{aligned}\quad (2.20)$$

식 (2.12)와 식 (2.14)를 식 (2.20)에 대입하면 입력 전력은 식 (2.21)로 구할 수 있다.

$$P_1 = \frac{8}{\pi^2} \frac{v_1 v_2}{X_L} \sin \pi d_1 \sin \pi d_2 \sin \phi \quad (2.21)$$

마찬가지로 출력 전력은 아래와 같이 구해진다.

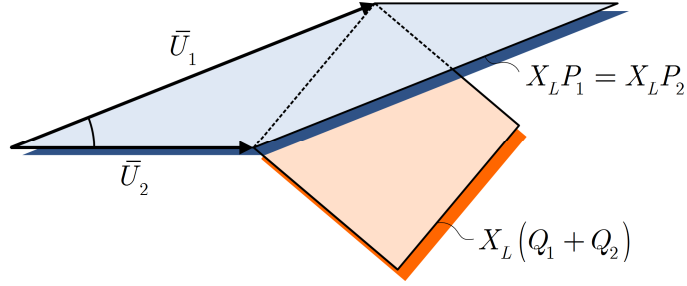
$$\begin{aligned}P_2 &= \text{Re}[\bar{U}_2 \bar{I}_L^*] \\ &= \frac{V_0^2}{X_L} \cdot M\beta_1 \alpha_2\end{aligned}\quad (2.22)$$

또한 입력단과 출력단의 무효 전력 성분의 합은 다음 식으로 계산된다.

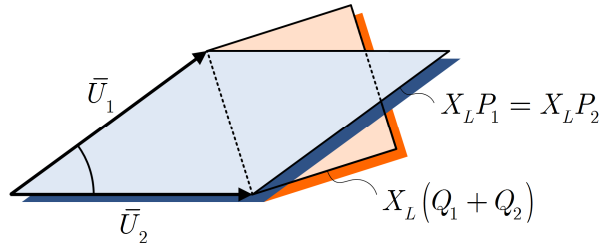
$$\begin{aligned}Q_1 + Q_2 &= \text{Im}[\bar{U}_1 \bar{I}_L^*] + \text{Im}[\bar{U}_2 \bar{I}_L^*] \\ &= \frac{V_0^2}{X_L} \cdot [\beta_1^2 + \alpha_1 (\alpha_1 - M\alpha_2)] + \frac{V_0^2}{X_L} \cdot M\alpha_2 (\alpha_1 - M\alpha_2) \\ &= \frac{V_0^2}{X_L} \cdot [(\alpha_1 - M\alpha_2)^2 + \beta_1^2]\end{aligned}\quad (2.23)$$

그림 2.9(a)와 (b)는 동일한  $\bar{U}_2$ 에 대한 두 개의 다른  $\bar{U}_1$ 의 페이지 관계를 도시하고 있다. 전압 페이지에 따른 유효 전력과 무효 전력을 면적으





(a)



(b)

그림 2.9 전압 페이저에 따른 유효 전력과 무효 전력의 면적

로 표시하여 함께 나타내고 있다. 파란색으로 표시된 두 페이지가 이루는 사다리꼴의 면적은 입-출력 전력과 비례한다. 붉은 색으로 표시된 두 페이지 간의 거리를 제공한 면적은 순환 전력과 비례한다. 두 경우 모두 페이지 사이의 사다리꼴의 면적이 동일하기 때문에 유효 전력을 의미하는 면적의 넓이가 동일하다. 반면에 두 페이지 간의 거리의 차이로 인해서 무효 전력의 크기는 그림 2.9(a)가 (b)의 경우보다 크다.

그림 2.9의 비교를 통하여 동일한 입출력 동작 조건(전압 및 전력)이 주어졌을 때에 다수의 전압 페이지의 조합이 존재한다는 것을 알 수 있다. 페이지의 진폭은 정해진 전압 안에서  $d_1$ 과  $d_2$ 의 조절을 통해서 변할

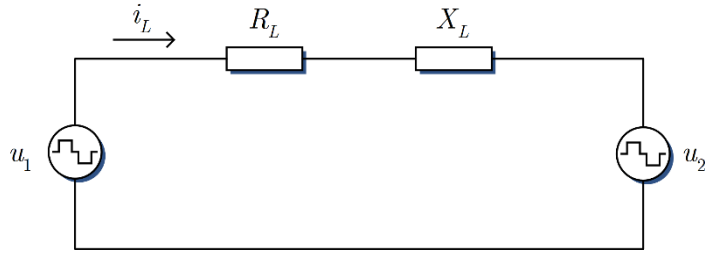


그림 2.10 등가 저항을 포함한 DAB 컨버터의 등가 회로

수 있다. 또한 정해진 진폭에서 주어진 전력을 만족하는  $\phi$ 를 구할 수 있다. 그리고  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $\phi$ 의 조합을 어떻게 선택하느냐에 따라 컨버터의 무효 전력 성분이 바뀐다는 것을 볼 수 있다.

후술될 부분에서는 앞서 설명한 페이지 모델을 기반으로 실질적인 DAB 컨버터의 동작 특성을 예측하기 위한 상세 모델을 유도한다. 시간-영역 분석 방법에서는 변압기의 모델이 달라짐에 따라 전류, 전압 방정식을 새로이 수립해야 한다. 따라서 선로 저항, 자화 인덕턴스 등의 요소가 추가적으로 고려되면 모델링의 복잡도는 매우 증가한다. 페이지 모델을 기반으로 하면 식 (2.18)의 간단한  $V = IZ$  관계를 이용하여 원하는 결과값을 계산할 수 있다는 장점이 있다.

### 도통 손실을 고려한 페이지 모델

컨버터에는 스위칭 손실과 코어 손실을 포함한 다양한 손실 성분이 있지만 페이지 기반의 분석 방법을 이용하면 이 중 도통 손실을 쉽게 계산 가능하다. 실질적인 컨버터 모델을 고려하면 DAB 컨버터의 전력 전달 경로에는 변압기 및 자성소자의 동손과 MOSFET의 턴-온 저항으로 인한 도통 손실이 발생한다. 일반적으로 풀-브릿지 내의 MOSFET은 동일한 사양의 스위치를 사용하며, 모든 스위칭 상태에서 인덕터 전류  $I$ 은 두 개의 스위치를 통해 흐른다. 아래의 분석에서는 컨버터의 전체 도통 손실을 표현할 수 있는 총 등가 저항 값을  $R_L$ 로 간주한다.

그림 2.10는 등가 저항  $R_L$  을 포함한 DAB 컨버터의 등가 회로를 보여준다. 앞서 간략화된 모델에서는 변압기의 직렬 인덕턴스가 인덕터의 리액턴스만으로 구성되었던 것과 달리 도통 손실을 고려한 모델에서는 인덕터의 리액턴스와 직렬 저항으로 표현된다. 전압 페이저에 관한 식 (2.13)이 그대로 적용이 되며, 기존의 인덕터 전류 식 (2.18)은 다음의 식으로 표현된다.

$$\bar{I}_L = \frac{V_0}{R_L + jX_L} [(\alpha_1 - M\alpha_2) + j\beta_1] \quad (2.24)$$

입력 전력과 출력 전력은 각각 식 (2.25)와 식 (2.26)으로 표현된다.

$$P_1 = \frac{V_0^2}{R^2 + X_L^2} [R(\alpha_1^2 + \beta_1^2 - M\alpha_1\alpha_2) + X_L M\alpha_2\beta_1] \quad (2.25)$$

$$P_2 = \frac{V_0^2}{R^2 + X_L^2} [R(M\alpha_1\alpha_2 - M^2\alpha_2^2) + X_L M\alpha_2\beta_1] \quad (2.26)$$

간략화된 이상적 모델에서는 입력과 출력 전력이 동일했던 것과 달리 도통 손실이 고려되었을 때는 입력과 출력 전력 사이에 차이가 발생하게 된다. 입력 전력과 출력 전력의 차이는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} P_1 - P_2 &= \frac{V_0^2 R_L}{R_L^2 + X_L^2} [(\alpha_1 - M\alpha_2)^2 + \beta_1^2] \\ &=: P_{\text{cond}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

위 식의  $P_1$ 과  $P_2$ 의 차이는 도통 손실로 발생하는 소모 전력인  $P_{\text{cond}}$  를 의미한다. 식 (2.27)을 살펴보면 컨버터의 도통 손실은 앞서 식 (2.23)에서 계산한 컨버터의 무효 전력 성분과 비례한다는 것을 알 수 있다. 따라서 컨버터에서 발생하는 도통 손실을 최소화하기 위해서는 무효 전력 성분 또한 최소화되어야 한다는 것을 알 수 있다. 또한 컨버터의 동작 효율은 식 (2.25)와 식 (2.26)을 이용하여 계산되며 다음 식으로 주어진

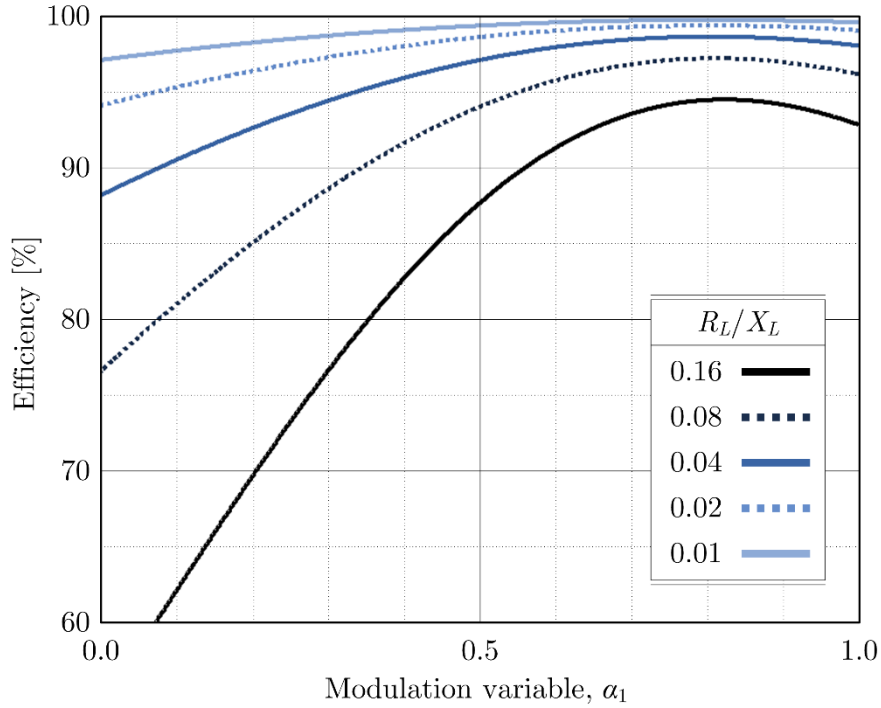


그림 2.11 변조 변수와  $R_L/X_L$ 의 변화에 따른 도통 손실을 고려한 DAB 컨버터 모델의 효율

다.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{R_L/X_L \cdot (M\alpha_1\alpha_2 - M^2\alpha_2^2) + M\alpha_2\beta_1}{R_L/X_L \cdot (\alpha_1^2 + \beta_1^2 - M\alpha_1\alpha_2) + M\alpha_2\beta_1} \quad (2.28)$$

식 (2.28)에 표현된 효율에 관련된 식은 변조 변수인  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$ ,  $\alpha_2$ , 전압 비율인  $M$ , 저항-리액턴스 비율인  $R_L/X_L$ 로만 표현되어 있다. 즉, 도통 손실을 고려한 DAB 컨버터의 모델은 컨버터의 절대적인 설계 값이 아닌 상대적인 설계 값에 의존하며 동작 특성은 변조 변수에 의해서 결정된다는 것을 알 수 있다.

그림 2.11은  $\beta_1$ 와  $\alpha_2$ 가 각각 0.3과 1.0이고  $M$ 이 0.8인 경우의 변조 변수 변화에 따른 DAB 컨버터의 도통 손실로 인한 효율 변화를 보여주고 있다. 각 조건에서 전달되는 유효전력의 크기는 동일하다.  $R_L/X_L$ 의 비율

의 범위는 0.01부터 0.16까지 변하며  $\alpha_1$ 은 0부터 1까지 변화한다. 리액턴스에 대비한 저항 성분의 크기가 커질수록 도통 손실이 증가한다.  $R_L/X_L$ 이 0.16인 경우 변조 변수의 변화에 따라서 효율이 76.4%에서 97.1%로 변화한다. 저항 성분이 극히 작은  $R_L/X_L$ 이 0.01의 경우에도 효율은 2% 이상의 차이를 보인다.

한편 주어진 조건에 대해서 도통 손실이 최소가 되는 지점, 즉 그림 2.11의 효율 곡선이 최대치를 갖는 지점을 발견할 수 있다. 여러  $R_L/X_L$  조건에서도  $\alpha_1$ 이 0.8일 때 도통 손실이 최소가 된다. 이에 대한 자세한 설명은 뒤의 제 3 장에서 다루도록 한다.

### 2.1.3 고차 푸리에-영역 분석

앞선 푸리에-영역 분석에서는 기본파 성분만을 고려하여 DAB 컨버터의 특성을 분석했다. 그러나 기본파 기반의 분석 방법은  $u_1$ 과  $u_2$ 의 전압의 범위에 따라서 시간-영역 분석을 통해 구한 결과와 오차를 갖게 된다. 일차 성분을 이용한 분석은 정확한 전류 정보를 도출하는 데에는 한계가 있다. 특히 MOSFET의 ZVS 특성 분석은 스위칭 순간의 정확한 전류 값에 크게 의존하기 때문에 더욱 정확한 전류 정보 계산이 요구된다.

이러한 오차는 고차 푸리에 성분을 고려함으로써 극복할 수 있다. 브릿지 전압  $u_1$ 과  $u_2$ 의  $k$ -차 성분은 식 (2.29)를 이용하여 구해진다. DAB 컨버터의 전압 및 전류 파형은 평균이 0인 반파 대칭 함수이기 때문에 홀수차 고조파 성분만 계산한다.

$$\begin{aligned}\bar{U}_{1,k} &= \frac{1}{k} \frac{4}{\pi} v_1 \sin(k\pi d_1) (\cos(k\phi) + j \sin(k\phi)) \\ \bar{U}_{2,k} &= \frac{1}{k} \frac{4}{\pi} v_2 \sin(k\pi d_2) \\ k &= 1, 3, 5, \dots\end{aligned}\tag{2.29}$$

인덕터 전류의  $k$ -차 성분은 앞선 식 (2.18)과 동일하게 적용하여 계산한다.

$$\bar{I}_{L,k} = \frac{1}{j\omega_{s,k}L}(\bar{U}_{1,k} - \bar{U}_{2,k}) \quad (2.30)$$

$\omega_{s,k}$  는  $k$ -차 고조파의 각속도로써  $2\pi k f_s$  이다. 계산된  $N$ -차까지의 전류 정보를 이용하여 시간-영역의 인덕터 전류를 계산할 수 있다.

$$i_L(t) = \sum_k^N \left[ \text{Re}[\bar{I}_{L,k}] \sin w_k t + \text{Im}[\bar{I}_{L,k}] \cos w_k t \right] \quad (2.31)$$

일차 푸리에-영역이 전력과 전류 정보에 대한 분석해를 제공했다면 고차 푸리에-영역 분석 방법은 수치 계산(numerical computation) 방법을 통해 해를 구하는 데에 이용된다.

그림 2.12은 고차 푸리에-분석 방법을 이용하여 계산한 한 주기 동안의 전압과 전류 파형이다. 계산에 이용된 홀수차 고조파의 수가 1, 2, 10, 30일 때의  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $i_L$  의 파형을 보여주고 있다. 이를 통해 구한 파형의 동작 조건은 다음과 같다.

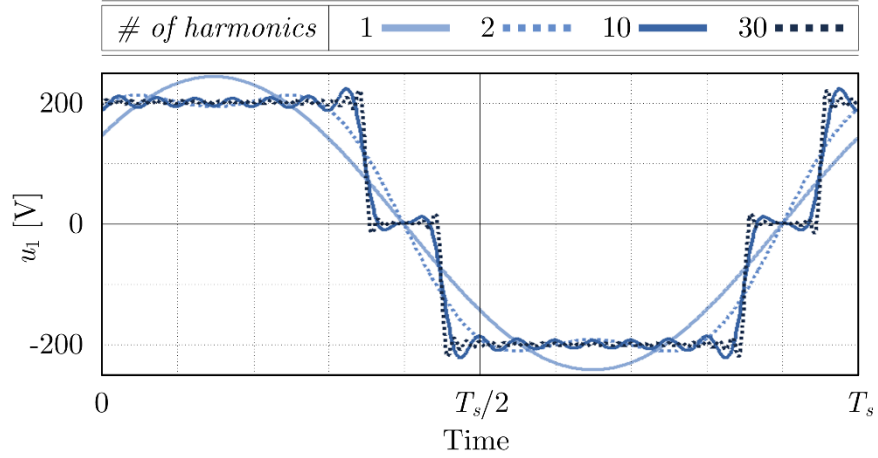
- 설계 조건:

$$\begin{aligned} V_1 &= 200 \text{ V}, & V_2 &= 200 \text{ V}, & n &= 2 \\ f_s &= 50 \text{ kHz}, & L &= 100 \mu\text{H} \end{aligned}$$

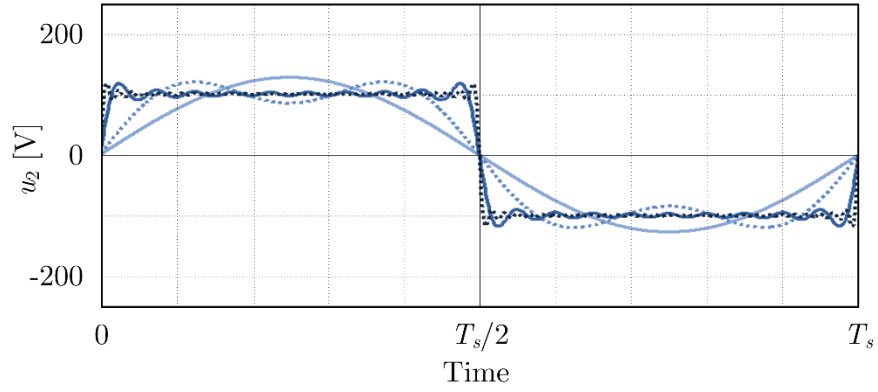
- 변조 변수:

$$d_1 = 0.4, \quad d_2 = 0.5, \quad \phi = \pi/5$$

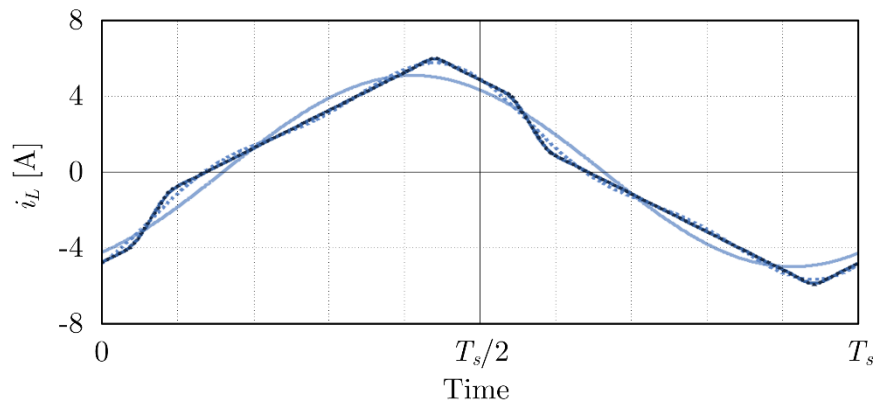
고차 푸리에-분석 방법은 홀수 고조파의 수  $N$ 이 1, 2, 10, 30으로 증가함에 따라 계산된 파형 정보가 실제 파형에 근접해 간다. 특히 전류 파형은 1차와 3차 고조파가 적용된 경우에도 고차 항을 이용해 계산한 결과와 거의 근접한 결과를 가지고 있다는 것을 볼 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 2.12 고조파 푸리에-영역 분석을 이용해 계산한 전압 및 전류 파형: (a)  $u_1$ , (b)  $u_2$ , (c)  $i_L$  ( $V_1 = 200$  V,  $V_2 = 100$  V,  $L = 100$   $\mu$ H,  $f_s = 50$  kHz,  $d_1 = 0.4$ ,  $d_2 = 0.5$ ,  $\phi = \pi/5$ )

## 2.2 일차 소신호 모델

전력변환 장치의 안정성 분석은 대개 연속 함수 기반의 소신호 모델을 이용한다. 가장 고전적인 소신호 모델링 방법은 상태-공간 평균화 기법(SSA)이다. 주로 인덕터 전류와 캐패시터 전압이 시스템의 상태 변수로 정의된다. 스위칭 상태에 따라서 컨버터의 등가회로가 결정되면 각 동작 구간에서의 상태 방정식이 수립된다. 컨버터의 스위칭 동작으로 인한 비선형적인 특성은 스위칭 구간 동안의 평균화 기법을 통하여 선형화된다.

그러나 DAB 컨버터는 정상-상태에서 인덕터 전류의 한 주기 동안의 평균치가 0이기 때문에 앞서 설명한 SSA 기법을 적용할 수 없다. 이러한 특성을 극복하기 위한 가장 간단한 모델링 방법은 출력 또는 입력 캐패시터만을 상태 변수로 삼는 일차 모델링 기법이다 [37-40]. 고주파 인덕터의 동특성이 충분히 빠르다고 가정한다.

그림 2.13는 일차 모델링 기법에서 사용되는 출력 전압 캐패시터와 가변 전류원으로 구성된 DAB 컨버터의 등가회로이다.  $i_{dc}$ 는 이차단 측 폴브릿지를 통해 정류된 직류 성분을 지닌 출력 전류이다. PSM 방식으로 구동되는 DAB 컨버터의 반 주기 동안의 평균 전류의 크기는 다음과 같다.

$$i_{dc} = \frac{v_1}{Lf_s} \frac{\phi}{2\pi} \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (2.32)$$

식 (2.32)의 입력 변수는  $v_1$ 과  $\phi$ , 출력 변수는  $i_{dc}$ 이다. 각 변수에 섭동을 가하면 특정 균형점에 대한 소신호 특성을 유도할 수 있다.

$$I_{dc} + i'_{dc} = \frac{V_1 + v'_1}{2\pi Lf_s} (\Phi + \phi') \left[ 1 - (\Phi + \phi')/\pi \right] \quad (2.33)$$



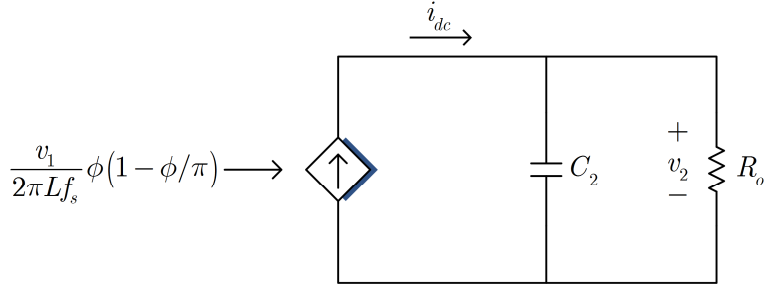


그림 2.13 가변 전류원으로 구성된 DAB 출력단의 등가 회로

각 변수  $x$ 의  $X$ 는 평형점,  $x'$ 는 소신호 섭동을 의미한다. 입력 전압  $v_1$ 의  $V_1$ 은 평형점,  $v_1'$ 는 소신호 섭동을 뜻한다. 양 변의 직류 항과 고차 항을 지우면 소신호 전달식은 다음과 같다.

$$i_{dc}(s) = \frac{\Phi(1 - \Phi/\pi)}{2\pi L f_s} v_1(s) + \frac{V_1}{2\pi L f_s} (1 - 2\Phi/\pi) \phi(s) \quad (2.34)$$

한편 출력 전류  $i_{dc}$ 에서 출력 전압  $v_2$ 의 전달식은  $C_2$ 와  $R_o$ 를 이용하여 표현된다.

$$\frac{v_2(s)}{i_{dc}(s)} = \frac{R_o}{R_o C_2 s + 1} \quad (2.35)$$

식 (2.34)와 식 (2.35)를 이용하면 위상-출력전압 전달식, 입력전압-출력전압 전달식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{v_2(s)}{\phi(s)} = \frac{v_2(s)}{i_{dc}(s)} \cdot \frac{i_{dc}(s)}{\phi(s)} = \frac{V_1(1 - 2\Phi/\pi)}{2\pi L f_s} \frac{R_o}{R_o C_2 s + 1} \quad (2.36)$$

$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{v_2(s)}{i_{dc}(s)} \cdot \frac{i_{dc}(s)}{v_1(s)} = \frac{\Phi(1 - \Phi/\pi)}{2\pi L f_s} \frac{R_o}{R_o C_2 s + 1} \quad (2.37)$$

그림 2.14은 식 (2.36)을 이용해 계산한 소신호 모델의 계단-응답과 스

위치 모델을 이용한 계단-응답을 비교하였다. 컨버터 설계 조건은 그림 2.12의 경우와 동일하다. 그림 2.14는  $\phi$ 가 0.01 증가했을 때의 2 ms 동안의 응답 특성이다. 위상에 의한 응답 특성은 스위치 모델로 계산한 시뮬레이션 결과와 비슷한 경향성을 갖고 있지만 정상-상태에서의 오차를 갖는다.

일차 모델의 한계는 다음과 같다. 우선 그림 2.14에서 동일한 시작 조건에서 일차 모델의 응답 결과는 결국 스위치 모델과 동일한 정상-상태에 이르지 못한다. 즉 전달 함수의 직류 성분에서 실제 모델과의 차이를 갖는다. 둘째로 응답 특성에서 스위치 모델은 다소 높은 주파수에서의 반응을 보이지만 일차 모델은 단순한 저대역 통과 필터적인 특성만을 보인다. 마지막으로 일차 모델은 위상-차이만을 이용하기 때문에 시비율을 고려해야 하는 삼차원 변조에는 적용할 수 없다. 추가적인 설명은 DAB 컨버터의 소신호 모델을 집중적으로 다루는 제 4 장에서 하도록 한다.

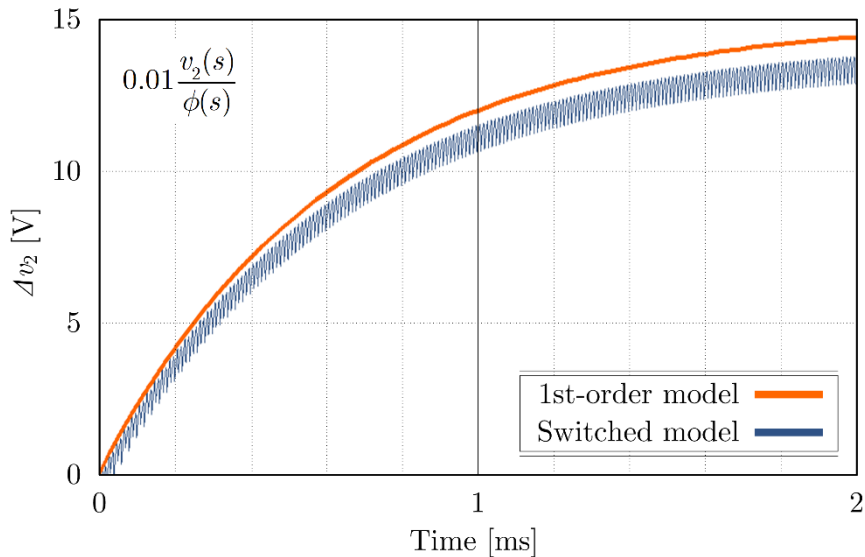


그림 2.14 일차 소신호 모델과 스위치 기반 시뮬레이션 모델의 계단 응답 결과 비교 ( $V_1 = 200$  V,  $V_2 = 200$  V,  $n = 2$ ,  $f_s = 50$  kHz,  $L = 100$   $\mu$ H,  $C_2 = 10$   $\mu$ F,  $\phi = \pi/5$ )



## 2.3 손실 모델

손실 모델을 기반으로 한 효율 예측은 컨버터의 하드웨어 및 변조 방법 설계에 필수적인 요소이다. 앞서 수행한 정상-상태 분석을 통해 구한 인덕터 전류에 대한 정보를 이용하여 컨버터의 동작 손실을 계산한다. 본 논문은 MOSFET 스위치와 자성소자에서 발생하는 도통 손실, 코어 손실, 스위칭 손실을 기반으로 손실 모델을 수립하였다 [41-44], [48].

### 2.3.1 도통 손실

앞서 설명한 것처럼 DAB 컨버터의 전력 전달 경로에는 다음과 같은 도통 손실을 발생하는 요소들이 존재한다:

- 변압기 및 자성소자의 권선 저항:  $R_{\text{mag},1}$ ,  $R_{\text{mag},2}$
- 일차단과 이차단 MOSFET의 등가저항:  $R_{\text{DS,on},1}$ ,  $R_{\text{DSon},2}$

각 MOSFET은 반 주기 동안 도통하고 한 쪽 풀-브릿지의 동일한 MOSFET이 쓰인다는 가정 하에 스위치 도통 손실은 다음 식으로 계산된다.

$$P_{\text{cond},S,1} = 2R_{\text{DS,on},1} I_{L,\text{rms}}^2 \quad (2.38)$$

$I_{L,\text{rms}}$ 은 인덕터 전류의 rms 값을 의미한다. 일차단과 이차단에서 발생하는 도통 손실은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{\text{cond},1} &= (2R_{\text{DS,on},1} + R_{\text{mag},1}) I_{L,\text{rms}}^2 \\ P_{\text{cond},2} &= (2R_{\text{DS,on},2} + R_{\text{mag},2}) (nI_{L,\text{rms}})^2 \end{aligned} \quad (2.39)$$

총 도통 손실은 식 (2.40)을 이용하여 구할 수 있다.

$$P_{\text{cond}} = \left[ 2R_{\text{DS,on},1} + R_{\text{mag},1} + n^2 (2R_{\text{DS,on},2} + R_{\text{mag},2}) \right] I_{L,\text{rms}}^2 \quad (2.40)$$

### 2.3.2 코어 손실

변압기 및 인덕터의 코어 손실은 Steinmetz 공식을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다 [45].

$$P_{\text{core}} = V_c C_{\text{core}} f_s^\alpha (\Delta B)^\beta \quad (2.41)$$

$V_c$ 는 코어의 부피이고,  $C_{\text{core}}$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ 는 사용하는 코어 재질 특성에 의해서 결정된다.  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 각각 스위칭 주파수와 최대 자속 밀도( $\Delta B$ )에 관한 계수이다.

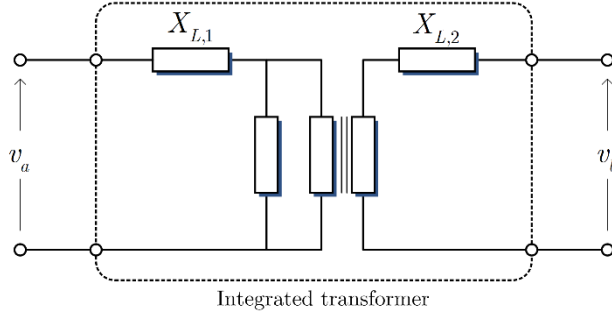
그림 2.15(a)에 나타난 것처럼 DAB 컨버터의 자성소자는 하나의 통합형 변압기로 구현할 수 있다. 변압기의 누설 인덕턴스를 직접 직렬 인덕턴스로 이용할 수 있다. 반 주기 동안 변압기에 가해지는 자속량은 전압-시간을 이용하여 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\lambda = \int_0^{\frac{1}{2}T_s} (u_1(t) - nu_2(t)) dt \quad (2.42)$$

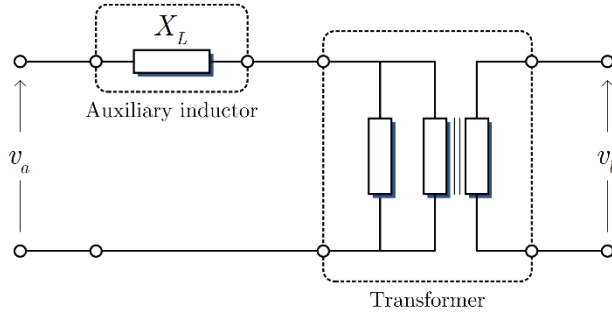
기준 전압을  $v_1$ 과  $v_2$ 가 각각  $V_1$ 과  $NV_1$ 이라는 가정하에 변압기의 자속 밀도는 다음과 같다.

$$\Delta B_T = \frac{1}{4} \frac{\lambda}{f_s N_p A_{c,T}} \quad (2.43)$$

$N_p$ 는 실제 일차단 권선 턴 수이고  $A_c$ 는 코어의 횡단면적이다.



(a)



(b)

그림 2.15 변압기 및 직렬 인덕턴스의 구현: (a) 통합형 변압기를 이용한 구현, (b) 추가 인덕터를 이용한 구현

한편 자성소자를 단일 변압기로 구성할 경우 원하는 직렬 인덕턴스를 설계하기 어렵다는 단점이 있기 때문에 그림 2.15(b)처럼 추가적인 인덕터를 연결하여 구현할 수 있다. 이 때에는 인덕터와 변압기가 개별적인 두 개의 자성소자를 이루기 때문에 코어 손실 또한 개별적으로 발생한다. 인덕터의 자속 밀도는 식 (2.44)로 표현된다.

$$\Delta B_L = \frac{\mu_0 N_L I_{pk}}{l_g} = \frac{L I_{pk}}{N_L A_{c,L}} \quad (2.44)$$

$\mu_0$ 는 투자율(permeability),  $I_{pk}$ 는 인덕터 전류의 최대값,  $l_g$ 는 인덕터의 공극이다.  $N_L$ 과  $N_p$ 는 각각 인덕터와 변압기의 실제 권선 턴수,  $A_{c,L}$ 과  $A_{c,T}$ 는 코어의 횡단면적이다.

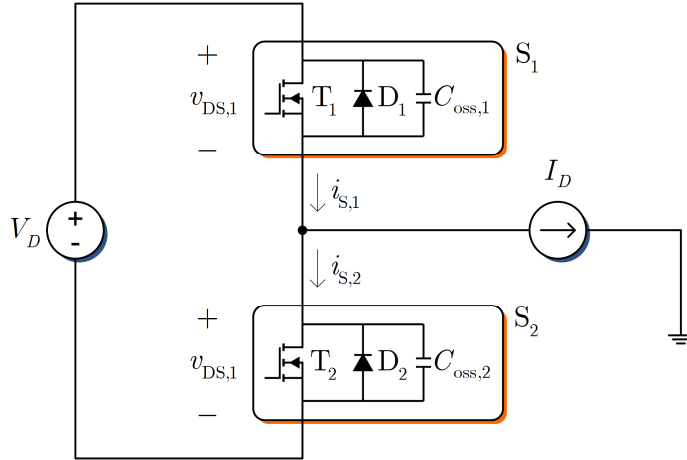


그림 2.16 상세한 MOSFET 모델을 이용한 유도성 부하 스위칭 레그

### 2.3.3 스위칭 손실

DAB 컨버터의 손실 요인 중 도통 손실과 코어 손실은 각각 식 (2.40)과 식 (2.41)을 이용하여 비교적 간단하게 구할 수 있는 반면에 스위칭 손실을 계산하기 위한 과정은 비교적 복잡하다 [46-48]. 하드-스위칭의 조건에서 MOSFET의 스위칭 손실은 다음의 요소를 포함하고 있다:

- $i_S$ 와  $v_{DS}$ 의 오버랩 손실
- 용량성 방전 손실
- 역회복 전하 손실

전압이 고정되어 있다고 가정할 때 각 스위칭 손실 요소는 스위칭 순간의 인덕터 전류의 크기와 방향에 의해서 결정된다.

그림 2.16는 유도성 부하인  $I_D$ 와 입력 전압  $V_D$ 를 가지고 있는 스위칭 레그를 보여준다. MOSFET 스위치 모델은 등가적으로 이상적 트랜지스터  $T_i$ , 몸통-다이오드 (body-diode)  $D_i$ 와 출력 캐패시턴스  $C_{oss,i}$ 로 표현할 수 있다.  $v_{DS,i}$ 와  $i_{S,i}$ 는 각각 스위치에 인가되는 전압과 도통 전류를 의미

한다. 스위칭 레그는 상단 스위치인  $S_1$ 과 하단 스위치인  $S_2$ 로 구성되어 있다.  $v_{DS,1}$ 와  $v_{DS,2}$ 의 합은 언제나  $V_D$ 이며,  $I_D$ 는 항상  $i_{S,1}$ 과  $i_{S,2}$ 에 나뉘어 흐른다.

그림 2.17은 전류  $I_D$ 의 조건에 따라 하단 스위치인  $S_2$ 에서 상단 스위치인  $S_1$ 로 교변하는 간략화된 스위칭 파형을 보여주고 있다.  $V_D$ 와  $I_D$ 는 항상 일정하다고 가정하였다.  $t_0$ 은  $S_2$ 의 구동 신호가 꺼지는 순간,  $t_1$ 은  $S_1$ 의 구동 신호가 켜지는 순간이다. 우선 그림 2.17(a)는 전류 방향이 양의 방향이며  $S_1$ 이 하드-스위칭하는 조건이다.  $t_0$  이후  $I_D$ 는  $D_2$ 를 통하여 역방향으로 흐른다.  $t_1$  이후  $S_1$ 이 구동되면 몸통-다이오드의 도통으로 인하여 역회복 현상이  $t_2$ 에서  $t_4$  사이에 발생한다. 결론적으로 하드-스위칭의 조건에서 매 스위칭 순간마다  $S_1$ 과  $S_2$ 에서 발생하는 스위칭 손실은 앞서 언급한 세 가지 요인으로 다음의 식으로 계산할 수 있다.

$$W_{sw,a} = V_D I_L t_{rr} \quad (2.45)$$

$$W_{sw,b} = V_D Q_{rr} \quad (2.46)$$

$$W_{sw,c} = \frac{1}{2} C_{oss} V_D^2 \quad (2.47)$$

$W_{sw,a}$ ,  $W_{sw,b}$ ,  $W_{sw,c}$ 는 각각 오버랩 손실, 역회복 손실, 용량성 방전 손실이다. 따라서 스위칭 손실은 다음과 같다.

$$P_{sw} = f_s (W_{sw,a} + W_{sw,b} + W_{sw,c}) \quad (2.48)$$

다음으로 그림 2.17(b)는  $I_D$ 가 음의 방향이며 충분히 클 경우의 스위

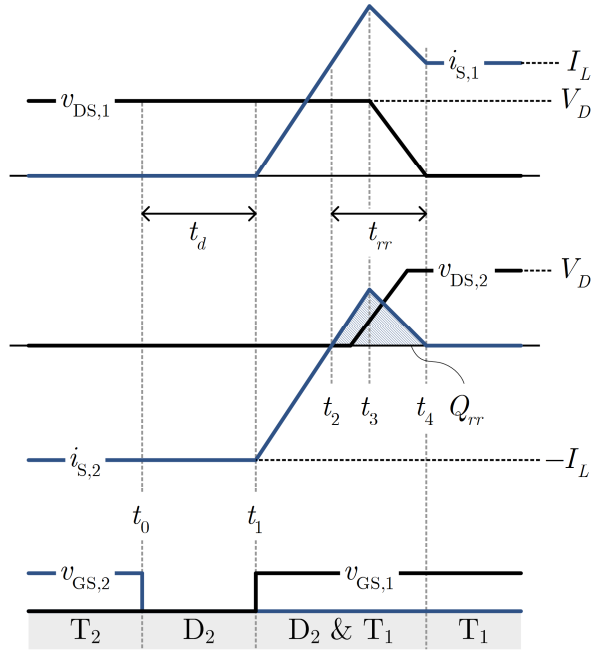


칭 파형이다.  $t_0$  이후 출력 전류는  $C_{\text{oss},1}$ 과  $C_{\text{oss},2}$ 를 각각 방전, 충전시킨다. 식 (2.49)의 조건이 만족될 경우  $C_{\text{oss},1}$ 과  $C_{\text{oss},2}$ 의 충방전은 데드-타임 내에 이루어지며 이 경우 오버랩 손실, 역회복 손실, 용량성 방전 손실이 모두 발생하지 않기 때문에 스위칭 손실은 0이다.

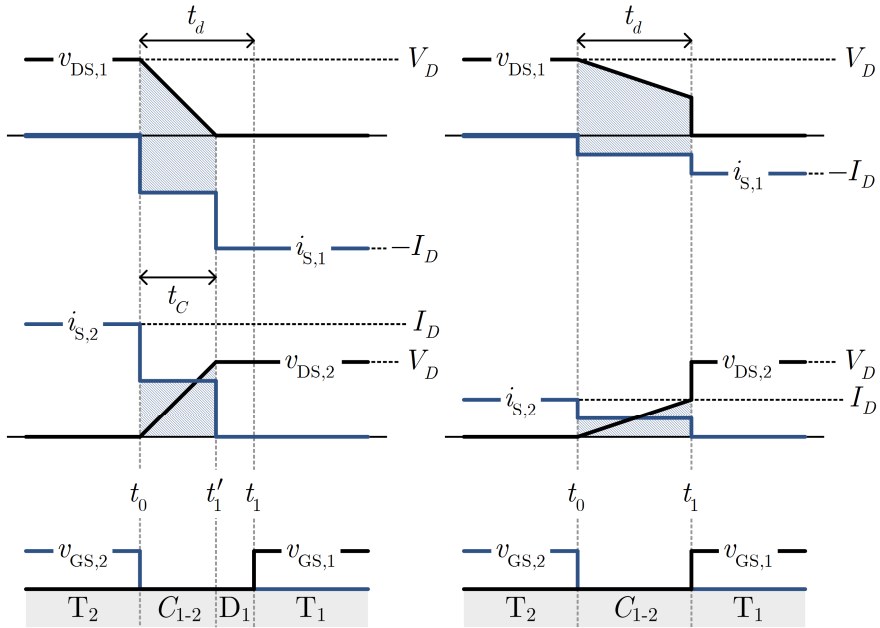
$$\frac{2(C_{\text{oss},1} + C_{\text{oss},2})V_D}{I_L} := t_c < t_d \quad (2.49)$$

마지막 조건은  $I_D$ 는 음의 방향이나 크기가 충분히 크지 않을 경우이다. 식 (2.49)가 만족되기 위해서는  $I_D$  또는  $t_d$ 가 출력 캐패시턴스를 충방전 할 만큼 충분히 커야 한다. 그림 2.17(c)는 이 조건이 만족되지 않았을 경우의 파형이며  $C_{\text{oss},1}$ 의 방전은 데드-타임이 끝난  $t_1$ 의 순간에 용량성 방전 손실로 발생하게 된다.  $D_2$ 가 도통하지 않았기 때문에 역회복 손실은 발생하지 않으며 이 때의 스위칭 손실은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{sw,c} &= \frac{1}{2} C_{\text{oss},1} V_{DS,1}^2 \\ &= \frac{1}{2} C_{\text{oss},1} \left( V_D - \frac{I_D t_d}{2C_{\text{oss},1}} \right) \end{aligned} \quad (2.50)$$



(a)



(b)

(c)

그림 2.17  $I_L$  조건에 따른 스위칭 파형: (a) 하드-스위칭, (b) 쿼지-소프트-스위칭, (c) 소프트-스위칭



## 제 3 장 기본과 성분을 이용한 변조 방법

본 장에서는 DAB 컨버터의 설계 및 분석을 용이하게 하기 위한 기본적인 분석 방법을 여러 측면에서 다룬다. 가장 우선적으로 컨버터의 동작을 알기 위해서는 정상-상태 분석이 필수적이다. 정상-상태 분석에서는 컨버터가 정상-상태에서 동작한다는 가정하에 입출력 전력, 인덕터 전류 파형 등에 대한 정보를 구한다. 이러한 기본 파형에 대한 정상-상태 분석 결과는 컨버터의 손실을 예측하고 이를 최소화하는 과정에 이용된다.

푸리에-급수의 기본과 성분을 이용하여 넓은 동작 범위에서 순환 전류를 최소화하는 변조 방법을 제안한다. 손실 모델을 기반으로 기존에 제안되었던 여러 방법들과의 효율 비교 결과를 예측한다. 나아가 각 변조 방법의 효율 결과를 실험적으로 검증한다.

### 3.1 기존 변조 방법

#### 3.1.1 위상-천이 변조 방법, PSM

앞서 제 2 장에서 설명했던 것처럼 DAB 컨버터를 구동하는 가장 간단하고 고전적인 방법은 그림 2.2에서 묘사한 PSM 방식이다. PSM 방식은 양 풀-브릿지를 최대-시비율(full-duty)로 구동하는 동시에 두 브릿지 전압  $u_1$ 과  $u_2$  간의 위상-차이만으로 원하는 전력을 전달한다.

#### PSM의 ZVS 특성

단상 DAB 컨버터에는 두 개의 풀-브릿지 회로가 있고, 각 풀-브릿지 회로는 진상 레그와 지상 레그로 구성되어 있다. 각 레그에서 스위치는 전압 단락을 피하기 위하여 일정 시간의 데드-타임을 두고 서로 교번하

여 스위칭하게 된다.

PSM 에 의해 위상-차이만으로 구동되는 DAB 컨버터는 풀-브릿지 내의 진상 레그와 지상 레그가 동시가 교번한다. 일차단(이차단)에서는  $S_1$ 과  $S_4$ ( $S_5$ 과  $S_8$ )가 동시에 꺼진 이후  $S_2$ 와  $S_3$ ( $S_6$ 과  $S_7$ )이 동시에 켜진다. 따라서  $(S_1, S_2, S_3, S_4)$ 와  $(S_5, S_6, S_7, S_8)$ 은 각각 동일한 ZVS 특성을 지닌다.

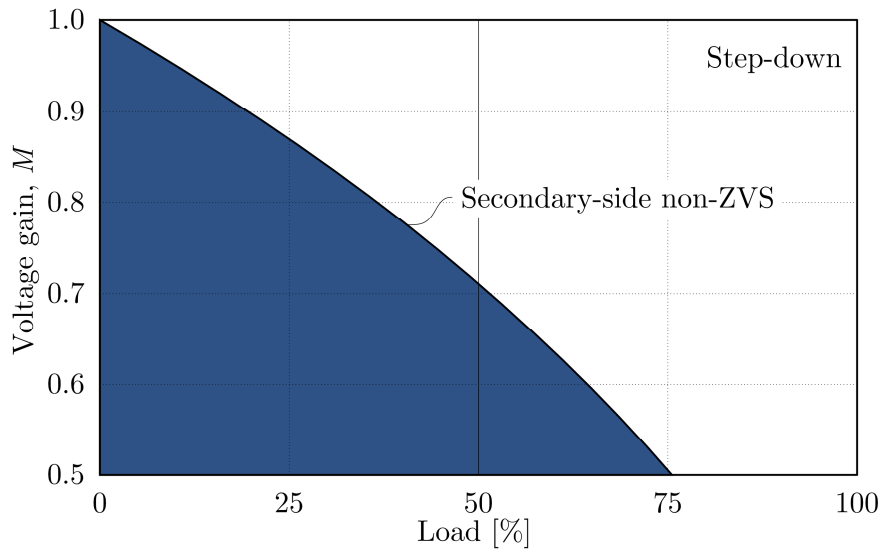
그림 3.1은 PSM 으로 동작하는 DAB 컨버터의 부하와 전압 비율 영역에서 각 레그의 ZVS 특성을 보여준다. MOSFET 의 출력 등가 캐패시턴스가 0이라는 가정하에 스위칭 순간의 전류 방향만을 고려하였다. 전압 비율은 권선비를 고려하여 다음과 같이 정의한다.

$$M = \frac{nV_2}{V_1} \quad (3.1)$$

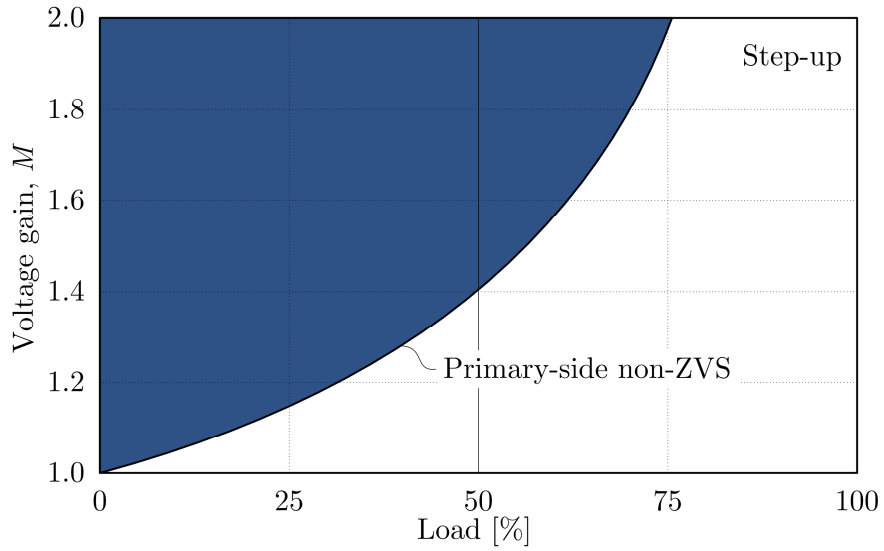
그림 3.1(a)는  $M$  이 1보다 작은 경우의 ZVS 영역을 도시하고 있다. 이 경우에는 일차단 풀-브릿지의 스위치는 항상 ZVS 를 하지만 이차단 스위치는 경부하에서 하드-스위칭을 한다. 하드-스위칭의 범위는  $M$  이 1에서 멀어질수록 넓어진다.  $M$  이 0.5일 때는 부하의 75%에 가까운 범위에서 하드-스위칭을 한다.

반면에 그림 3.1(b)는 승압의 경우 ( $M > 1$ ) ZVS 영역이다. 앞선 경우와 반대로 이차단 풀-브릿지의 스위치는 항상 소프트-스위칭을 하는 반면 일차단 스위치는  $M$  이 1보다 커질수록 넓은 하드-스위칭 영역을 갖는다.

그림 3.1은 MOSFET 의  $C_{oss}$  가 0이라는 가정하에 구한 ZVS 영역이다. MOSFET 의  $C_{oss}$  는 일반적으로 수백에서 수천 pF 의 값을 가지고 있다. 따라서 데드-타임 이내에  $C_{oss}$  에 저장된 에너지를 충방전하여 ZVS 를 달성하기 위해서는 일정 이상의 전류 크기가 필요하다. 따라서 실제  $C_{oss}$  를 고려한 ZVS 영역은 그림 3.1보다 좁아지게 된다.



(a)



(b)

그림 3.1 PSM 으로 구동하는 DAB 컨버터의 비-ZVS 영역: (a) 감압 시 이차단 스위치의 비-ZVS 영역 ( $M = 1.0 \sim 2.0$ ), (b) 승압 시 일차단 스위치의 비-ZVS 영역 ( $M = 1.0 \sim 2.0$ )

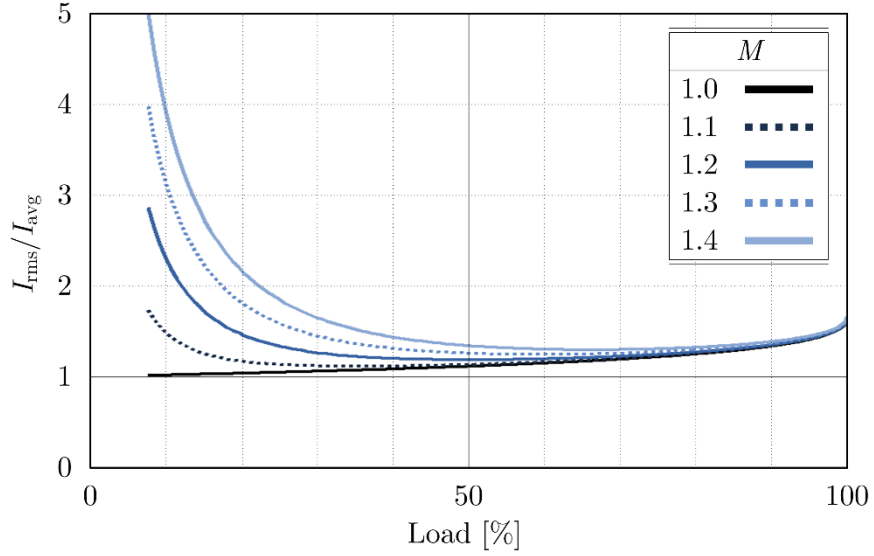


그림 3.2 전압 비율  $M = 1.0 \sim 1.4$ 일 때 입출력 전류 대비 rms 전류의 비율

### 위상-천이 DAB의 순환 전류 특성

DAB를 위상-천이 방식으로 구동할 때의 또 다른 특징 중 하나는 도통 손실을 결정하는 순환 전류 특성이다. 입출력 전류의 평균값 및 rms 값은 식 (5.12)을 기반하여 계산할 수 있다. 그림 3.2는 식 (2.4)로 표현된 입출력 전류의 평균값에 대비한 rms 값의 비율을 나타내었다.

$$\frac{i_{1,rms} + i_{2,rms}}{\langle i_1 \rangle + \langle i_2 \rangle} \quad (3.2)$$

그림 3.2에서 검은 실선은  $M$ 이 1일 때 rms 전류의 비율로 전 부하 범위에서 1에 가까운 값으로 유지된다. 특히 경부하로 갈수록 rms 전류 비율이 1로 수렴하여 경부하 동작에서의 불필요한 도통 손실이 저감된다는 것을 알 수 있다. 반면,  $M$ 이 1에서 증가할수록 rms 전류의 비율은 경부하에서 급격히 증가하는 것을 볼 수 있다. 10% 부하에서  $M$ 의 증가에

따라 rms 전류 비율은 1.8%, 49%, 130%, 214%, 393%로 증가한다. 한편 중부하 영역에서는 전압 비율에 관계없이 rms 전류의 비율이 비교적 일정하게 유지되는 것을 확인할 수 있다.

### 3.1.2 삼각 변조 방법, TRM

TRM 은 인덕터 전류를 삼각형-파형으로 의도적으로 형상화하여 구동하는 방법이다 [28], [49], [50]. TRM 은 그림 2.2에서 지정한 PSM 의 경부하 순환 전류 문제를 해결하고 턴-오프 시 전류를 0으로 만들어 ZCS 를 달성하기 위해 제안된 방법이다.

그림 3.3은  $M$  이 1보다 작은 경우 TRM 예시 파형을 보여주고 있다. 반 주기 동안 TRM 의 동작을 구간 A, B, C 로 나누어 설명할 수 있다. 구간 A 는  $u_1$ 과  $u_2$ 가 동시에 상승하는 구간이다. 전류가 0이기 때문에 스위치의 오버랩 손실은 발생하지 않지만 용량성 방전 손실이 발생한다. 구간 A 동안의 전류는 초기 값이 0으로 다음과 같이 결정된다.

$$i_L(t) = \frac{1}{L}(V_1 - nV_2)(t - t_0) \quad (3.3)$$

구간 B 는  $u_1$  전압이 0-전압으로 하강하는 동작 구간이다. 구간 B 의 전류는 다음으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(t_1) - \frac{nV_2}{L}(t - t_1) \\ &= \frac{1}{L}(V_1 - nV_2)(t_1 - t_0) - \frac{nV_2}{L}(t - t_1) \end{aligned} \quad (3.4)$$

구간 C 의 시작과 동시에  $u_2$  전압이 0-전압으로 하강한다. 이 때 전류가 0인 채로 꺼지기 때문에 ZCS 턴-오프를 달성한다. 구간 C 동안 일차단과 이차단 브릿지가 모두 프리-윙링하며 0-전압을 인가하여 인덕터 전류를 0을 유지한다.



반 주기 동안 출력 전류  $i_1$ 의 평균은 다음 식으로 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}\langle i_1 \rangle &= \frac{2}{T_s} \left[ \frac{1}{2} d_1 T_s \cdot \frac{1}{L} (V_1 - n V_2) \cdot d_1 T_s \right] \\ &= \frac{V_1}{L f_s} (1 - M) d_1^2\end{aligned}\quad (3.5)$$

식 (3.5)를 이용하여 계산한 변환 손실이 0이라고 가정했을 때 입-출력 전력은 다음과 같다.

$$P_1 = \frac{V_1^2}{L f_s} (1 - M) d_1^2 \quad (3.6)$$

한편 TRM 이 만족되기 위한  $u_1$ 과  $u_2$ 의 시비율  $d_1$ 과  $d_2$ 는 다음 두 조건을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned}d_1 V_1 &= d_2 n V_2 \\ d_2 T_s &\leq \frac{1}{2} T_s\end{aligned}\quad (3.7)$$

식 (3.7)의  $d_2 T_s$ 가 스위칭 반 주기보다 커지게 되면 더 이상 전류가 0인 구간이 존재할 수 없으며 따라서 의도한 TRM 을 구현할 수 없다. 식 (3.7)의 조건을 전력에 관한 식 (3.6)에 대입하면 TRM 이 전달할 수 있는 최대 전력은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$P_{\text{TRM,max}} = \frac{V_1^2}{L f_s} \cdot \frac{1}{4} M^2 (1 - M) \quad (3.8)$$

PSM 방식을 이용했을 때의 최대 전달 가능 전력은 식 (3.9)와 같이 주어진다. TRM 을 이용하여 전달 가능한 최대 전력의 비율은 식 (3.10)으로 나타낼 수 있다.

$$P_{\text{PSM,max}} = \frac{1}{8} \frac{n V_1 V_2}{L f_s} \quad (3.9)$$

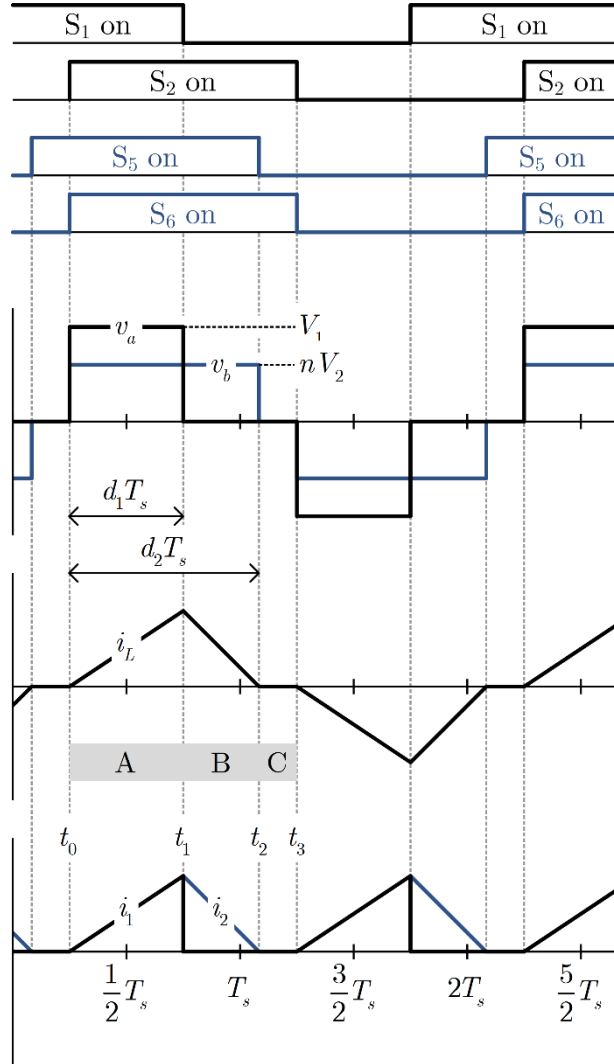


그림 3.3 감압 조건에서 TRM 의 예시 파형

$$\frac{P_{\text{TRM,max}}}{P_{\text{PSM,max}}} = 2M(1 - M) \quad (3.10)$$

식 (3.10)에서 볼 수 있듯이 TRM 을 이용하여 전달 가능한 전력의 크기는  $M$ 의 값에 의해서 제한된다.  $M$ 이 1일 경우에는 적용할 수 없다.  $M$

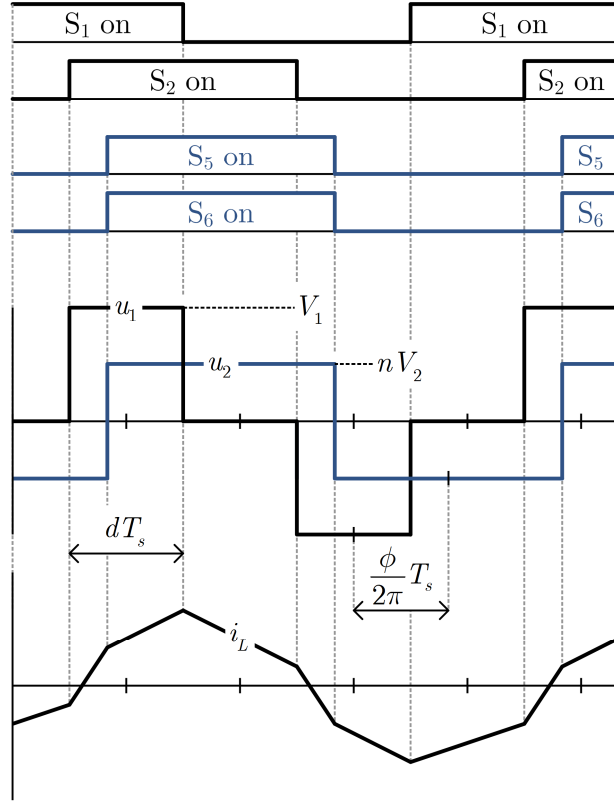


그림 3.4 위상 차이와 일차단 시비율을 이용한 이차원 변조 방법

이 1에서 멀어질수록 TRM 을 적용할 수 있는 경부하 범위가 증가한다.  $M = 0.5$ 인 경우에는 전체 부하 중 50%까지 적용될 수 있다. TRM 의 또 다른 한계는 비록 ZCS 턴-오프를 하지만 턴-온 손실이 더 중요하게 여겨지는 MOSFET 구동에서는 큰 장점을 갖지 못한다는 점이다.

### 3.1.3 이차원 및 삼차원 변조 방법

기존의 PSM의 한계를 극복하기 위해서 DAB 컨버터의 변조의 자유도를 이차원으로 증가시키는 방법들이 제안되었다 [51-55]. 그림 3.4는 브릿지 간 위상-차이  $\phi$ 와 일차단 브릿지의 시비율  $d$ 를 적용한 방법이다. 그림 3.5는 일차단과 이차단 전압의 시비율  $d$ 를 동일하게 하여 변조한 경

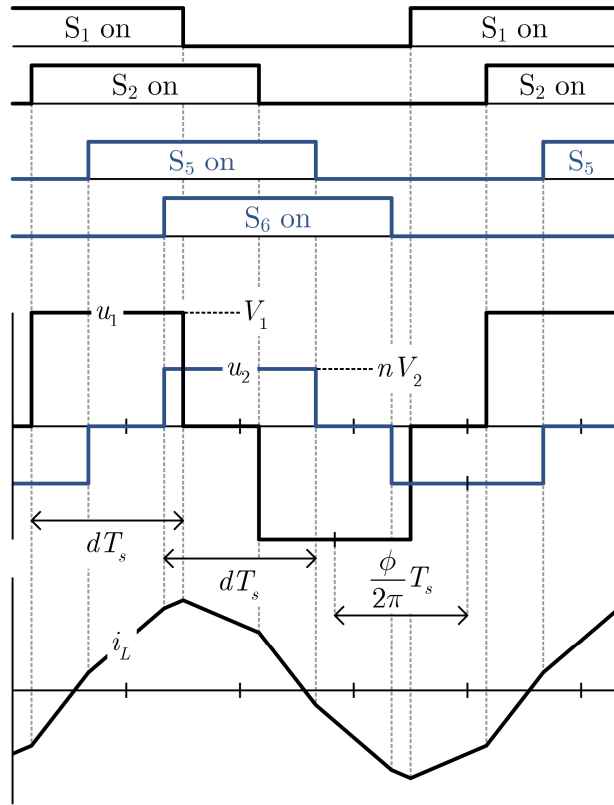


그림 3.5 위상 차이와 일-이차단 동일한 시비율을 이용한 이차원 변조 방법

우이다.

이차원 변조 방법은 다양한 목적을 위하여 제안되는데, 주로 컨버터의 변환 손실을 최소화하거나 [51], 무효 전력 성분을 최소화하여 도통 손실을 줄이는 목적을 가지고 있다 [52-55]. 그러나 이차원 변조 방법은 태생적으로 세 개의 변조 독립성 중 하나를 포기하기 때문에 최적의 구동이 불가하다는 한계가 있다.

삼차원 변조 방법은 시비율  $d_1$ 와  $d_2$ , 위상  $\phi$ 를 모두 독립적으로 사용한다 [33], [41], [46], [56]. 삼차원 변조 방법의 구동 전략은 주로 수치-해석적 분석을 기반으로 이루어진다. 시간-영역의 분석을 통하여 DAB 컨버터의

동작 특성을 밝힌 후에 도통 전류를 최소화하거나 [33], 전달 효율을 최대화하거나 [41], [56], 소프트-스위칭을 목표로 하여 [46] 변조 방법의 해를 도출한다. 그러나 수치-해석 기반의 제어 전략은 컨버터의 설계 파라미터에 크게 의존한다. 특히 손실 모델을 기반으로 하는 변조 방법의 경우 모델링의 정확도에 따라 변조의 해가 크게 의존한다.

## 3.2 제안한 변조 방법

### 3.2.1 기본과 전류 최소화 문제

제안한 변조 방법은 제 2 장에서 수행했던 기본과 성분을 이용한 푸리에-영역 분석을 기반으로 한다 [57], [58]. DAB 컨버터의 인덕터 파형과 입출력 전력에 관한 식을 식 (3.11)과 식 (3.12)에 다시 정리하였다.

$$\bar{I}_L = \frac{V_0}{X_L} [\beta_1 - j(\alpha_1 - M\alpha_2)] \quad (3.11)$$

$$P_o = \frac{V_0^2}{X_L} \cdot M\beta_1\alpha_2 \quad (3.12)$$

$\alpha_i$  와  $\beta_i$  는 브릿지 전압 페이지의 실수부와 허수부를 나타내는 값으로 일차단과 이차단의 기본과 성분은 다음 식과 같이 시비율과 위상으로 정의된다.

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \sin \pi d_1 \cos \phi \\ \beta_1 &= \sin \pi d_1 \sin \phi \\ \alpha_2 &= \sin \pi d_2 \\ \beta_2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

$\alpha_i$  와  $\beta_i$  는 삼각함수로 표현되기 때문에 식 (3.13)을 고려했을 때 동작 영역은 다음으로 제한된다.

$$\begin{aligned} 0 &\leq \alpha_1^2 + \beta_1^2 \leq 1 \\ 0 &\leq \alpha_2 \leq 1 \end{aligned} \quad (3.14)$$

제안한 변조 방법인 FDM(fundamental duty modulation)은 식 (3.11)로부터 구한 다음의 인덕터 전류의 절대값을 최소화하여 도통 손실을 최소화하는 것이다.

$$\|\bar{I}_L\|^2 = \frac{V_0^2}{X_L^2} [\beta_1^2 + (\alpha_1 - M\alpha_2)^2] \quad (3.15)$$

DAB 컨버터의 기본 설계 조건인  $V_1, V_2, P_o, L, f_s$ 가 주어졌을 때 FDM의 전류 최소화를 위한 목적 함수는 다음으로 정의할 수 있다.

$$f := \beta_1^2 + (\alpha_1 - M\alpha_2)^2 \quad (3.16)$$

제한 조건은 우선 식 (3.12)의 전력 전달을 만족하는 것이다. 앞서 주어진 변수들이 고정되어 있다고 가정했을 때 제한 조건은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\beta_1\alpha_2 = \frac{P_o X_L}{V_0^2 M} =: K \quad (3.17)$$

마지막으로 식 (3.14)의 기본파 성분들의 동작 영역을 고려했을 때 전류 최소화 문제는 다음으로 정리된다.

$$\begin{aligned} \text{minimize} \quad & f = \beta_1^2 + (\alpha_1 - M\alpha_2)^2 \\ \text{subject to} \quad & \beta_1\alpha_2 = \frac{P_o X_L}{V_0^2 M} =: K \\ & 0 \leq \alpha_1^2 + \beta_1^2 \leq 1 \\ & 0 \leq \alpha_2 \leq 1 \end{aligned} \quad (3.18)$$

### 3.2.2 제안한 변조 방법의 해

#### 전류 최소화 문제의 풀이

그림 3.6은 식 (3.18)의 제한 조건들의 영역을 도시하고 있다. 주어진 제한 조건 내에서  $M$ 이 1보다 작을 때의 최적 변수 조합의 해를 찾는다. 우선 목적 함수  $f$ 가 그림의 경계 조건 i에서 최소화된다는 것을 보인다.

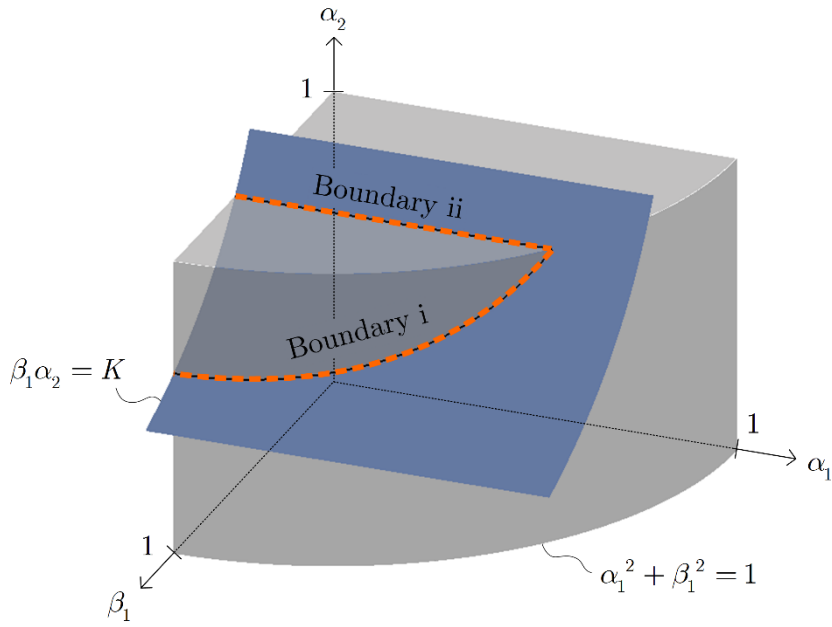


그림 3.6 전류 최소화 문제의 제한 조건

임의의 상수  $c$ 에 대해 표면 ( $\beta_1 \alpha_2 = K$ )과 표면 ( $\alpha_1 - M \alpha_2 = c$ )의 교점으로 이루어진 곡선을 생각해보자. 변수 조합  $(\alpha_1, \beta_1, \alpha_2)$ 가 이 곡선에서 움직일 때 목적 함수 ( $f = \beta_1^2 + c^2$ )은  $\beta_1$ 이 작아질수록 감소한다. 한편 이 곡선은 회색 영역 내에서  $\beta_1$ 이 감소하는 방향으로 움직일 때  $M$ 과  $c$ 의 조건에 따라 경계 조건 ii에 이르게 된다. 따라서 목적 함수  $f$ 는 항상 다음의 두 경계 조건에서 최소값을 갖게 된다.

$$\begin{aligned} \text{i) } & \alpha_1^2 + \beta_1^2 = 1 \\ \text{ii) } & \alpha_2 = 1 \end{aligned} \tag{3.19}$$

우선 경계 조건 i에서는 목적 함수  $f$ 를 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$f = 1 - 2M\alpha_1\alpha_2 + M^2\alpha_2^2 \tag{3.20}$$

$f$ 를  $\alpha_1$ 에 대해서 미분하면



$$\frac{df}{d\alpha_1} = -2M \left( \alpha_2 - \alpha_1 \frac{d\alpha_2}{d\alpha_1} \right) + 2M^2 \alpha_2 \frac{d\alpha_2}{d\alpha_1} \quad (3.21)$$

한편 주어진 제한 조건에서 다음 식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\alpha_2}{d\alpha_1} &= \frac{d\alpha_2}{d\beta_1} \cdot \frac{d\beta_1}{d\alpha_1} = \left( -\frac{\alpha_2}{\beta_1} \right) \cdot \left( -\frac{\alpha_1}{\beta_1} \right) \\ &= \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\beta_1^2} = \frac{K^2 \alpha_1}{\alpha_2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

식 (3.22)를 식 (3.21)에 대입하면  $f$ 에 대한  $\alpha_1$ 의 미분식은 다음과 같이 정리된다.

$$\frac{df}{d\alpha_1} = -2M \left[ \frac{M^2}{\alpha_2} \left( \alpha_1 - \frac{M\alpha_2}{2} \right)^2 + \frac{\alpha_2}{4} (4 - M^2 K^2) \right] < 0 \quad (3.23)$$

식 (3.23)은 항상 음의 값을 가지기 때문에  $f$ 는  $\alpha_1$ 이 증가할수록 작아진다는 것을 알 수 있다. 따라서 경계 조건 i 을 따라 움직였을 때 결국 경계 조건 i 와 ii 의 교점에서  $f$ 가 최소화된다.

경계 조건 ii 를 대입하면  $f$ 를 최소화하는  $\alpha_2$ 와  $\beta_1$ 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_2^* &= 1 \\ \beta_1^* &= K/\alpha_2 = K \end{aligned} \quad (3.24)$$

목적 함수는 다음으로 간단히 표현된다.

$$f(\alpha_1, \beta_1^*, \alpha_2^*) = K^2 + (\alpha_1^2 - M)^2 \quad (3.25)$$

식 (3.25)는  $\alpha_1$ 에 관한 이차식이며  $\alpha_1$ 의 범위는 다음과 같이 주어진다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \sqrt{1 - K^2} \quad (3.26)$$

식 (3.25)를 최소화하는  $\alpha_1$ 는  $M$ 과  $K$ 의 관계에 따라서 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\alpha_1^* = \min\left(M, \sqrt{1-K^2}\right) \quad (3.27)$$

결론적으로 식 (3.18)의 전류 최소화 문제는 식 (3.24)와 식 (3.27)에서 구한 변수 조합  $(\alpha_1, \beta_1, \alpha_2)$ 에서 최소화된다.

### 최적해의 궤도

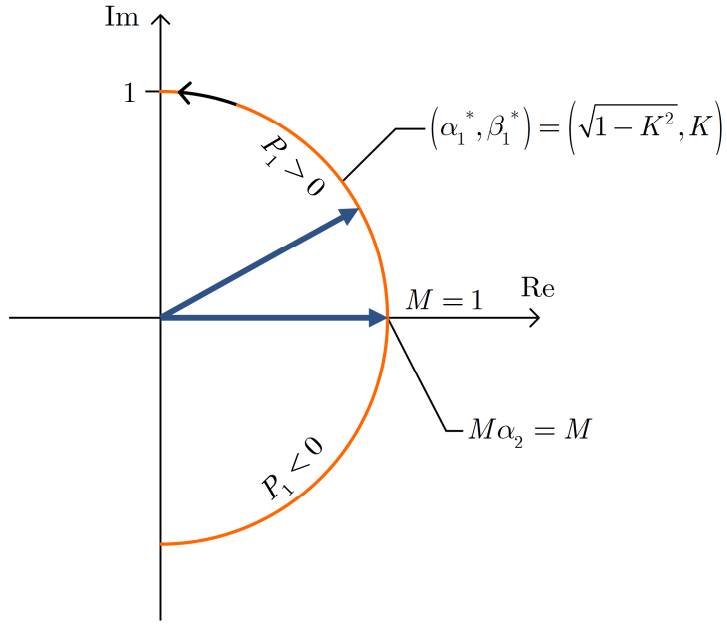
그림 3.7은 위에서 식 (3.27)로 구한 해를 극-좌표계 영역에서 보여주고 있다. 직관적 이해를 돕기 위해  $\alpha_2$ 는 전압 비율  $M$ 을 곱하여 도시하였다. 앞서 설명한 것처럼 최적해는  $M$ 과  $K$ 의 조건에 따라서 정해진다.  $M$ 과  $K$ 는 각각 전압 비율, 부하 비율과 관계가 있는 변수이다.

우선 그림 3.7(a)는  $M=1$ 일 때의 해이다. 이 경우  $M$ 은 항상  $1-K^2$ 보다 크거나 같기 때문에 최적해는 다음으로 주어진다:

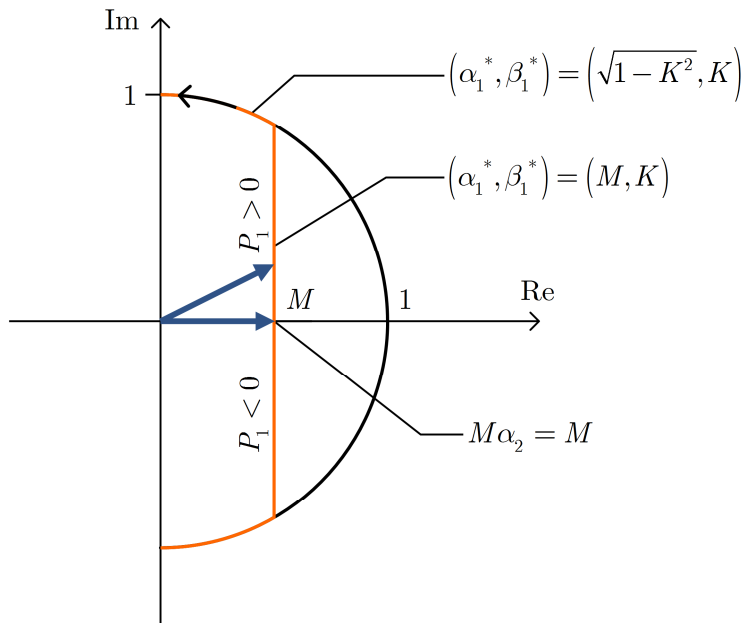
$$\alpha_1^* = \sqrt{1-K^2}, \beta_1^* = K, \alpha_2^* = 1$$

$\alpha_1$ 과  $\beta_1$ 은 항상 영역이 그리는 원을 따라 움직이게 된다. 출력 전력이 0일 때는 두 전압 페이저가 위상이 0인 채로 같은 점에 머무른다. 전력이 증가함에 따라  $\bar{U}_1$ 의 전압 페이저는 곡선을 따라 움직이며 위상이 90도가 되었을 때 최대 전력을 전달한다.

반면 그림 3.7(b)는  $M < 1$ 일 때의 최적해의 출력 전력에 따른 궤도를 보여주고 있다.  $M < 1$ 이기 때문에  $M\alpha_2$ 는 1보다 작은 곳에 위치한다. 출력 전력이 0일 때 두 전압 페이저가 같은 점에서 머무른다. 출력 전력이 증가할 때 식 (3.27)의 해에 따라  $\alpha_1$ 이  $M$ 이기 때문에  $\bar{U}_1$ 은  $\bar{U}_2$ 와 일직선을 유지하며 움직인다. 출력 전력이 더욱 증가하여 제한 영역 곡선을 만난 이후에는 원을 따라 움직인다.

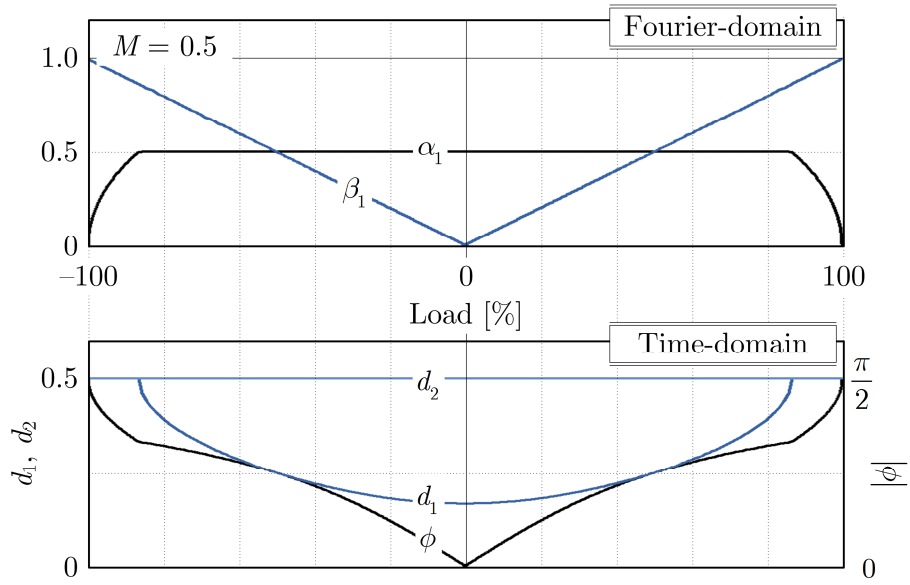


(a)

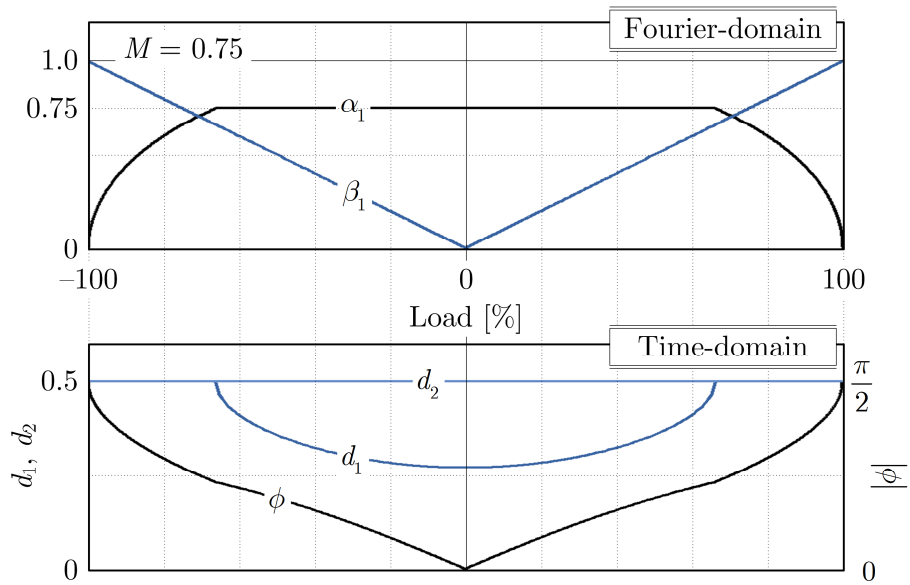


(b)

그림 3.7 극-좌표계에 도시한 최적해의 궤적: (a)  $M = 1$ 인 경우, (b)  $M < 1$ 인 경우



(a)



(b)

그림 3.8 부하 변화에 따른 푸리에-영역 변조 변수 ( $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2$ )와 시간-영역의 변조 변수 ( $d_1, d_2, \phi$ ): (a)  $M = 0.5$ , (b)  $M = 0.75$

그림 3.8은 푸리에-영역의 변조 변수인 ( $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2$ )와 이로부터 계산된 시간-영역의 변조 변수 ( $d_1, d_2, \phi$ )의 부하 비율에 따른 변화를 보여준다. 양수 부하는 출력 전력의 흐름이 양의 방향, 음수 부하는 역방향 전력 전달의 경우를 의미한다. 그림 3.8(a)는  $M = 0.5$ 인 경우로서,  $\beta_1$ 은 부하의 증가에 따라서 선형적으로 증가한다. 반면  $\alpha_1$ 은 부하가 약 85%보다 작을 경우에는  $M$ 의 값인 0.5로 유지되며 부하가 그 이상으로 증가할 경우 0으로 감소한다. 변조 변수를 시간-영역에서 보면 우선  $\phi$ 는 비록 부하와 선형적인 관계를 갖지는 않으나 부하에 따라 단조적으로 증가한다. 반면  $d_1$ 은 85% 이하의 부하에서는 0.5보다 작은 값을 가지다가 그 이상의 부하에서는 0.5로 유지되어 PSM과 동일하게 동작한다.

그림 3.8(b)는  $M$ 이 0.75인 경우의 변조 변수의 변화를 보여준다. 이 경우에도  $\beta_1$ 은 부하와 선형적으로 증가한다. 경부하 영역에서  $\alpha_1$ 은  $M$ 과 동일한 0.75의 값을 가진다. 부하가 약 67%일 때  $d_1 = d_2 = 0.5$ 인 PSM 방식으로 동작한다.

### 3.2.3 제안한 변조 방법의 구현

그림 3.9(a)와 (b)는 각각 제안한 기본과 변조 방법(FDM)과 기존의 PSM 방식의 제어기를 구현하기 위한 제어 블록도를 나타낸다.  $V_{ref}$ 는 지령 전압,  $H(s)$ 는 전압 제어기이다. 제어할 대상은 출력 전압  $v_2$ 로 가정하였으나 경우에 따라  $v_1$  제어 또는 출력 전력 제어로 구현할 수도 있다. 앞서 그림 3.8에서 위상  $\phi$ 가 출력 전력에 대해 단조적으로 증가한다. 이러한 특성을 기반으로 하여  $\phi$ 를 이용하여 지령 전압  $V_{ref}$  궤환 제어를 수행한다. 궤환 제어기  $H(s)$ 의 출력으로  $\phi$ 가 정해지면 식 (3.13)의 변수 정의에 따라서 시비율  $d_1$ 을 다음과 같이 계산할 수 있다.

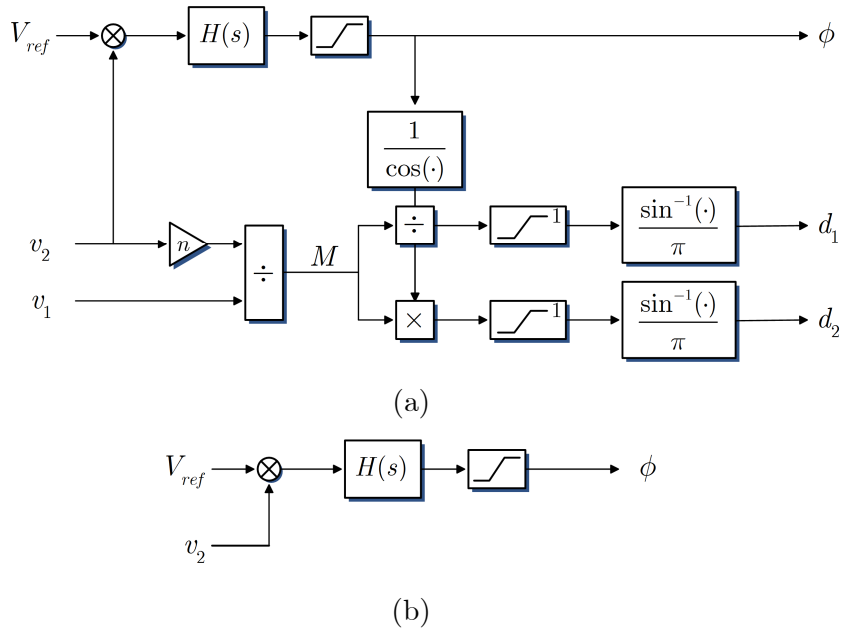


그림 3.9 (a) 제안한 변조 방법의 제어기 블록도 (b) PSM 제어기의 블록도

$$d_1 = \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\alpha_1^*}{\cos \phi} \right) \quad (3.28)$$

최적해  $\alpha_1^*$ 는  $M$  또는  $\sqrt{(1 - K^2)}$ 로 주어지는데 그림 3.9의 블록도에서 보인 것처럼 식 (3.27)의 괄호 안의 값을 1로 제한하는 리미터를 이용하면 모드 구분 없이 최적해를 구현할 수 있다.

한편 앞서 식 (3.27)의 최적해를 구하기 위한 과정에서는  $M$ 이 1보다 작은 감압 조건을 가정했다. 승압 조건의 경우는 감압 조건에서 일차단과 이차단이 바뀐 대칭 형태이다. 감압 조건에서  $d_2$ 가 0.5로 유지되었던 것과 반대로 승압 조건에서는  $d_1$ 이 0.5로 유지된다. 제어기에 의해  $\phi$ 가 결정되면 최적해  $d_2$ 는 다음 식으로 구할 수 있다.

표 3.1 PSM 의 의사-코드

<i>Function</i>	<i>Code</i>
PI Controller	$\text{err\_v} = V_{\text{ref}} - V_o;$ $\text{anti\_v} = \text{err\_v} - k_{\text{av}}(V_c - V_{c2});$ $\text{intg\_v} += k_{\text{iv}}T_s \text{anti\_v};$ $V_c = k_{\text{pv}} \text{err\_v} + \text{intg\_v};$
Limiter	$\text{if}(V_c < \phi_{\text{min}}) \phi = \phi_{\text{min}};$ $\text{else if}(V_c > \phi_{\text{max}}) \phi = \phi_{\text{max}};$ $\text{else } \phi = V_c;$
PWM gating	$\text{PHS1} = 2 \cdot \phi \cdot \text{PWM\_half\_period};$ $\text{EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS} = \text{PHS1};$ $\text{EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS} = \text{PHS2};$

$$d_2 = \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{M}{\cos \phi} \right) \quad (3.29)$$

식 (3.28)과 식 (3.29)의 최적해는 그림 3.9의 블록도를 이용하여 구현하였다. 그림 3.7(b)에서 나타난 두 경계 조건의 해는 리미터를 이용하여 간단하게 구현할 수 있다. 제안한 변조 방법은 최종적으로 기존의 위상-제어를 이용한 전압 제어기에 삼각 함수와 리미터가 포함된 부가회로 만으로 구현이 가능하다.

표 3.1과 표 3.2는 PSM 과 FDM 의 디지털 제어 구현을 위한 의사-코드(pseudo-code)를 표현하였다. 제어 방법 간의 차이만을 명확히 보여주기 위해 제어에 필수적인 기능만을 수록하였다. 센싱 기능, 보호 기능, 구동 기능 등의 기타 코드는 생략하였다. 가장 간단한 제어 방법인 PSM 방식의 코드는 전압 제어를 위한 PI 제어기, 리미터, PWM 조합으로 이루어진다.

표 3.2 제안한 변조 방법의 의사-코드

<i>Function</i>	<i>Code</i>
PI Controller	<pre> err_v = Vref - Vo; anti_v = err_v - kav*(Vc - Vc2); intg_v += kiv*Ts*anti_v; Vc = kpV*err_v + intg_v; </pre>
Limiter	<pre> if(Vc &lt; phi_min) phi = phi_min; else if(Vc &gt; phi_max) phi = phi_max; else phi = Vc; </pre>
Current minimization	<pre> M = N*V2/V1; phi_f = cos(phi); d1_f = phi_f / M; d2_f = phi_f * M; if( d1_f &gt; 1 ) d1_f = 1; if( d2_f &gt; 1 ) d2_f = 1; d1 = asin( d1_f ) / pi; d2 = asin( d2_f ) / pi; </pre>
PWM gating	<pre> phs1 = 0.5 - d1; phs2 = phi/2/pi + 0.25 - 0.5*d1; PHS1 = 2*(0.5 - d1)*PWM_half_period; PHS2 = 2*(phi/2/pi + 0.25 - 0.5*d1)*PWM_half_period; EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = PHS1; EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = PHS2; EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = PHS2; </pre>



### 3.2.4 제안한 변조 방법의 ZVS 특성

제안한 FDM 방법은 도통 손실의 최소화에 목적을 두고 있는 반면 스위칭 손실과는 무관하게 설계되었다. FDM의 ZVS 특성은 시간-영역 분석을 통하여 수식적으로 표현할 수 있다. 그림 3.10은 감압 조건( $M < 1$ )에서 경부하 영역에서의 예시 파형을 보여주고 있다. 세 가지의 스위칭 순간을 표기하였다. 우선 감압 조건에서  $d_2$ 는 항상 0.5이기 때문에 이차단 스위치는  $t_s$ 에 진상-레그와 지상-레그가 동시에 교번한다. 그림 3.8에서 볼 수 있듯이 일차단의  $d_1$ 은 경부하 영역에서 0.5보다 작다. 따라서 진상-레그와 지상-레그는 각각  $t_{p,1}$ 과  $t_{p,2}$ 에 스위칭을 한다. 스위치의  $C_{oss}$ 가 0이라는 가정하에 각 스위치는 스위칭 순간의 전류가 0보다 작을 경우 소프트-스위칭 턴-온을 한다.

각 스위치의 소프트-스위칭 여부는 전류 방정식을 이용하여 스위칭 순간의 전류의 크기를 직접 계산함으로써 판별할 수 있다. 이차단 스위치의 스위칭 순간의 전류  $I_{s,on}$ 의 크기는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$I_{s,on} = -I_{s,on} + \left\{ \frac{1}{2}(d_2 - d_1) - \phi \right\} T_s \cdot \frac{V_2}{L} - d_1 \cdot T_s \cdot \frac{V_1 - V_2}{L} + \left\{ \frac{1}{2}(d_2 - d_1) + \phi \right\} T_s \cdot \frac{V_2}{L} \quad (3.30)$$

식 (3.30)을  $I_{s,on}$ 에 대하여 정리한 후  $I_{s,on}$ 이 음수일 조건을 정리하면 다음 식으로 간단히 표현된다.

$$\frac{d_1}{d_2} < M \quad (3.31)$$

FDM을 적용할 경우 식 (3.31)의 조건은  $M$ 이 0.5보다 클 때 항상 만족한다. 동일한 방법으로 일차단 지상-레그의 턴-온 순간의 전류를 계산하여 ZVS 조건을 구하면 다음 식과 같다.

$$\frac{\phi}{d_1} < \frac{1-M}{2M} \quad (3.32)$$

식 (3.32)의 일차단 지상-레그의 ZVS 조건은  $M$  이 0.5보다 작은 경우 항상 만족하며  $M$  이 0.5보다 클 경우에는 일부 구간에서 만족하지 않는다. 마지막으로 일차단 진상-레그의 ZVS 조건은 식 (3.33)과 같이 주어지며 이는 감압 조건에서 항상 만족한다.

$$-\frac{2\phi}{d_1} < \frac{1-M}{M} \quad (3.33)$$

승압 조건일 때의 ZVS 조건은 이와 대칭적으로 계산되며 각 스위치-레그의 소프트-스위칭 특성은 다음과 같이 계산된다.

- 일차단 스위치:  $M$ 이 2보다 작을 경우 항상 ZVS
- 이차단 진상-레그 스위치: 항상 ZVS
- 이차단 지상-레그 스위치:  $M$ 이 2보다 클 경우 항상 ZVS

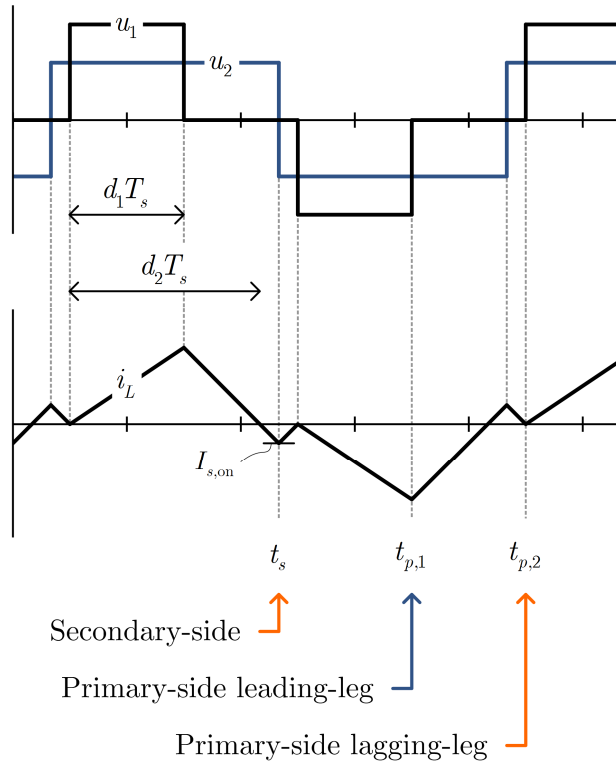


그림 3.10 경부하 영역에서의 각 스위치-레그의 스위칭 순간

### 3.3 예상 손실 비교

#### 3.3.1 대조군 변조 방법

본 연구에서는 제안한 변조 방법을 기존에 제안되었던 방법과 비교하였다. 제안한 FDM 방법은 그림 3.9에서 나타낸 제어 블록도에서 볼 수 있듯이 전압 정보 외에는 어떠한 설계 파라미터에도 의존하지 않는다. 따라서 동일한 조건에서 비교하기 위하여 기존에 제안되었던 여러 변조 방법 중 설계 파라미터에 의존하지 않는 실시간 삼차원 변조 방법들을 선정하였다. 제안한 변조 방법을 포함한 총 4 가지의 변조 방법의 정상-상태 특성을 비교하였다. PSM 방법과 변조 방법 A, B로 명명한 기존 방법의 주요 특징들은 다음과 같다.

- PSM: 위상-천이 변조 방식은 앞서 설명했던 것처럼 일차단과 이차단 브릿지의 위상-차이만을 이용하여 제어한다. 구현이 간단하다는 장점이 있으나 전압비율이 1이 아닌 경부하 조건에서 순환 전류가 증가하고 하드-스위칭을 한다. 75 MHz CPU 클럭을 기준으로 했을 때 계산 시간은  $2.8 \mu s$  이다. PSM의 변조 변수 해는 다음과 같다.

$$\phi = \text{control variable}$$

$$d_1 = 0.5$$

$$d_2 = 0.5$$

- 변조 방법 A [59]: 변조 방법 A는 경부하와 중부하 범위를 나누어 두 가지의 모드로 동작한다. 경부하 조건에서는 rms 전류를 최소화하기 위해서 삼각 변조 방법을 택한다. 부하가 증가하면 ZVS 조건을 만족시키기 위해 변조 신호를 결정한다. 변조 방법 B의 계산시간은  $5.7 \mu s$  이다. 변조 방법 A의 변조 변수는 다음과 같이 정해진다. 그림 3.11(a)는  $M$ 이 0.75일 때 변조 방법 A의 부하에 따른 변조 변수의 변화를 보여준다.

$\phi = \text{control variable}$

$$d_1 = \begin{cases} M^* \phi / \pi, & 0 \leq \frac{\phi}{2\pi} \leq \frac{1-M}{4} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2M^*} \left( 2\frac{\phi}{\pi} - 1 \right), & \frac{1-M}{4} \leq \frac{\phi}{2\pi} \leq \frac{1}{4} \end{cases}$$

$$d_2 = \begin{cases} M^* \phi / \pi, & 0 \leq \frac{\phi}{2\pi} \leq \frac{1-M}{4} \\ \frac{1}{2}, & \frac{1-M}{4} \leq \frac{\phi}{2\pi} \leq \frac{1}{4} \end{cases}$$

where  $M^* = M/(1-M)$

- 변조 방법 B [60]: 변조 방법 B는 본 논문에서 제안하는 변조 방법과 동일하게 푸리에-영역에서 무효 전력 성분을 최소화하는 것을 목적으로 한다. 그러나 이 방법은 제안한 방법과 달리 전압 페이지의 실수부가 허수부보다 충분히 크다는 가정하에 근사화된 해를 적용한다. 따라서 rms 전류가 최소화되지 않으며 최대 전달 가능한 전력의 크기도 제한된다. 삼각 함수를 변환테이블(look-up table)로 대체하였을 때 계산 시간은  $3.6 \mu s$  이다. 변조 방법 B 의 변조 변수의 해는 다음과 같다. 그림 3.11(b)는  $M$  이 0.75일 때 변조 방법 B 의 부하에 따른 변조 변수의 변화를 보여준다.

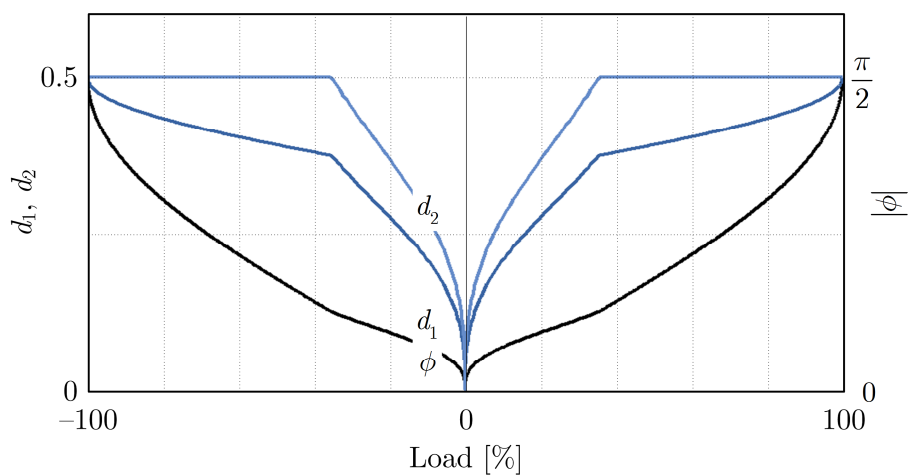
$\phi = \text{control variable}$

$$d_1 = 0.5 - \cos^{-1}(M)/2\pi$$

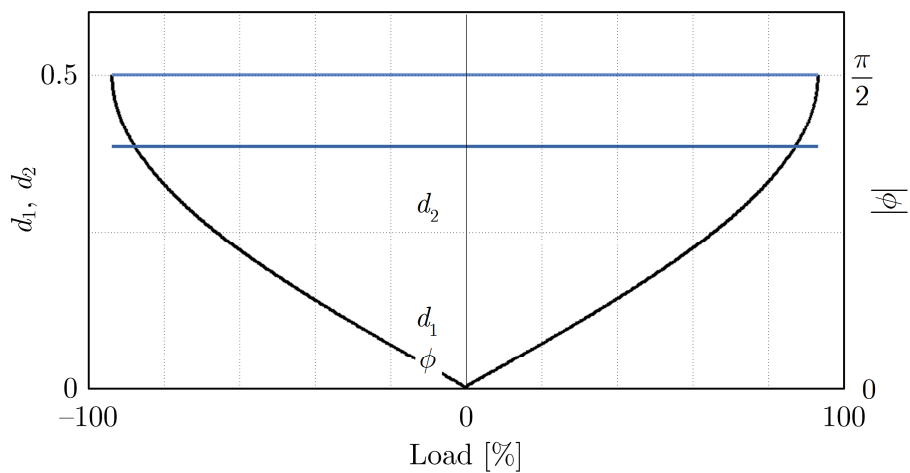
$$d_2 = 0.5$$

제안한 변조 방법의 계산 시간은 삼각 함수 변환테이블을 이용하였을 때  $5.2 \mu s$  이다. PSM 의 계산 시간을 기준으로 하였을 때 FDM, 방법 A, 방법 B 의 계산 시간은 각각 1.8배, 2.0배, 1.3배이다. 방법 A 는 부하 조건에 따라서 모드 구분이 있기 때문에 계산량이 가장 많다. FDM 와 방법 B 는 삼각함수 계산을 하기 때문에 계산 시간이 추가된다. 이어질 부분에서는 각 변조 방법의 동작 특성 및 예상 손실을 비교한다. 아래의 분

석에서는 전압 비율이  $M < 1$ 인 감압 변환 조건으로 한정하였지만 승압 특성은 대칭적으로 예측할 수 있다.



(a)



(b)

그림 3.11  $M = 0.75$ 일 때 대조군 변조 방법의 부하에 따른 변조 변수 ( $d_1$ ,  $d_2$ ,  $\phi$ ): (a) 변조 방법 A, (b) 변조 방법 B

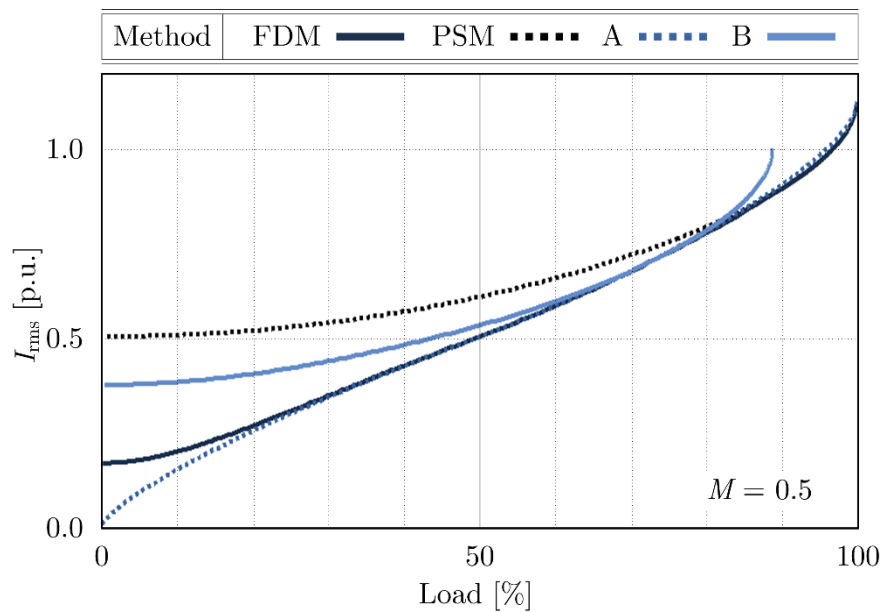
### 3.3.2 RMS 전류 비교

그림 3.12은 다양한 전압 범위와 부하 범위에서 각 변조 방법의 실제 예상되는 rms 전류를 비교하고 있다. 예상 전류 rms 값은 시간-영역 기반의 수치-해석 방법을 이용하여 계산하였다. 각 전류 값은 기준 전류  $I_0$ 로 표준화하여 나타냈다.

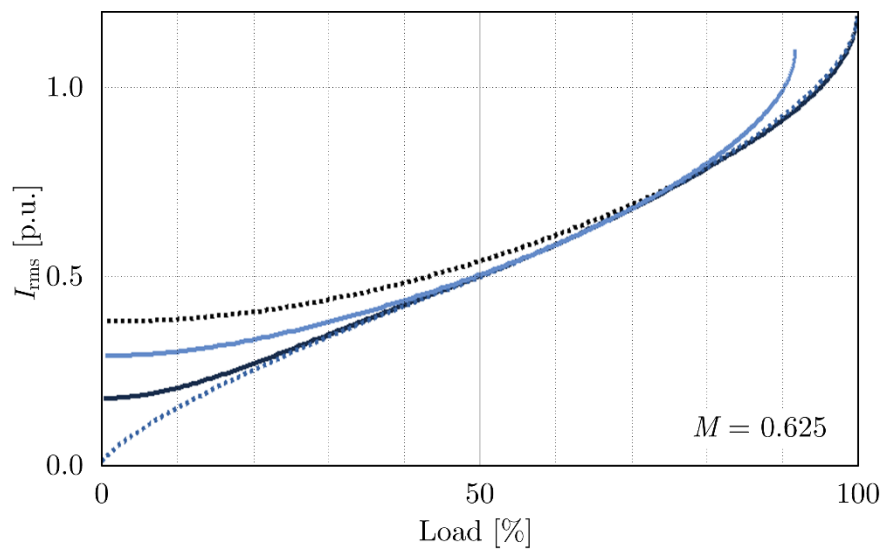
PSM의 순환 전류 특성은 앞서 살펴보았던 것처럼 전압 비율이 1에서 멀어질수록 더욱 악화되는 것을 볼 수 있다.  $M$ 이 1에 가장 가까운 그림 3.12(d)의 경우 PSM의 경부하 순환 전류는 다른 방법과 유사한 수준을 유지하고 있다. 그러나  $M$ 이 감소할수록 경부하 순환 전류가 증가하여 높은 도통 손실로 이어진다는 것을 예상할 수 있다. 특히  $M = 0.5$ 인 조건에서는 경부하 조건임에도 전류의 rms 값이 0.5 p.u.에 이른다.

변조 방법 B는 기존의 PSM 방법에 비해서 경감된 전류 rms 특성을 보인다. 그러나 최적해가 아닌 근사화된 변조 신호를 이용하기 때문에 방법 A나 제안한 FDM 방법에 비해서 다소 큰 순환 전류 특성을 보인다. 더욱이 최대 전달 가능한 전력의 크기가  $M$ 이 1에서 멀어질수록 더 많이 제한된다. 그림 3.12(a)의  $M = 0.5$ 일 경우에는 최대 부하의 87%까지만 적용이 가능하다. 더욱이 방법 B는  $M$ 이 1에서 멀어질수록 다른 변조 방법에 비해서 최대 전력 범위가 감소하는 것을 볼 수 있다.

한편 경부하 영역에서 TRM 방법을 이용하는 변조 방법 A는 모든 전압 범위와 부하 범위에서 가장 최소의 전류 rms 값을 지니는 것을 볼 수 있다. 특히 부하가 완전히 감소하여 출력 전력이 0으로 유지되는 경우에 전류의 rms 값도 또한 완전히 0이 되는 유일한 변조 방법이다.

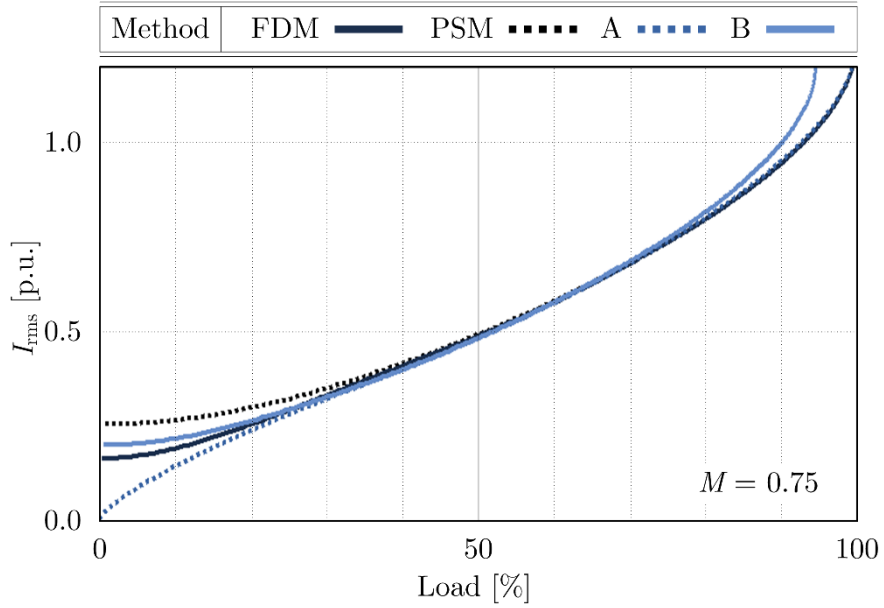


(a)

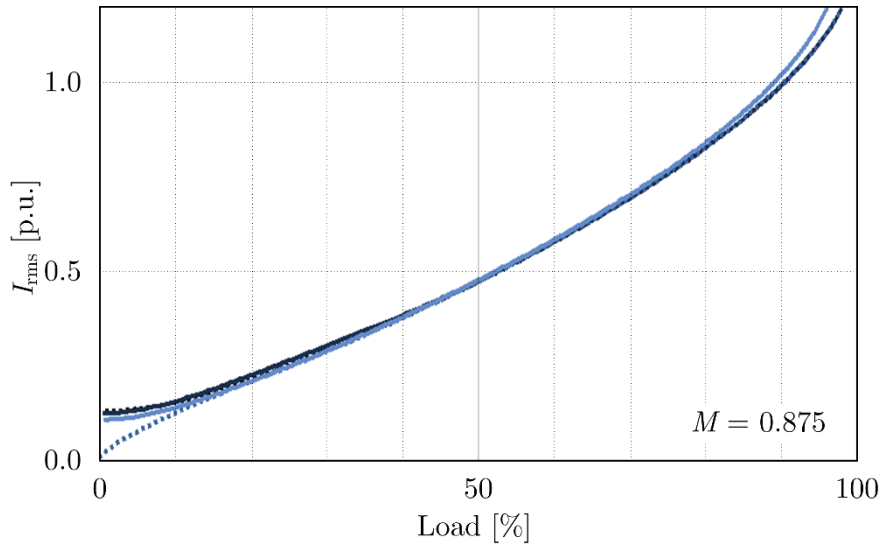


(b)



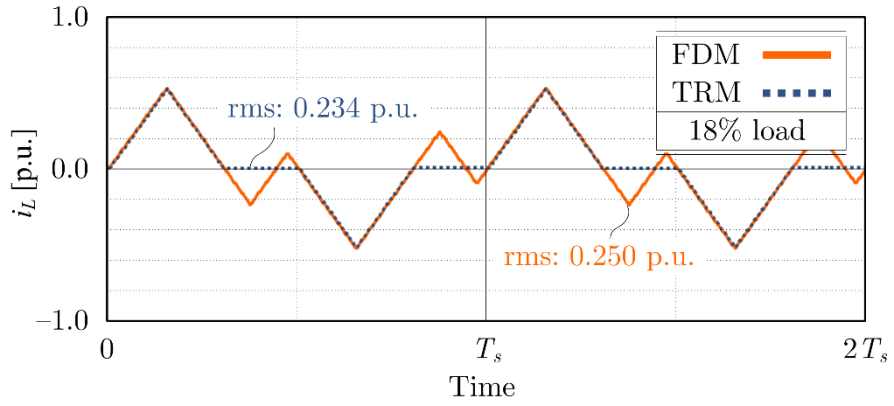


(c)

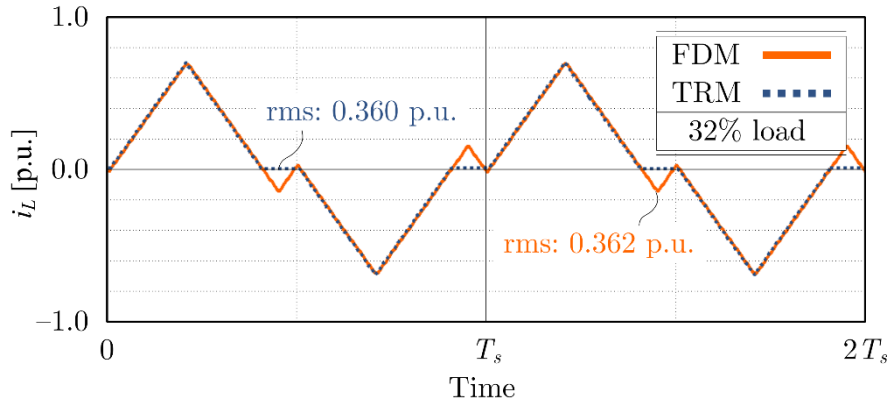


(d)

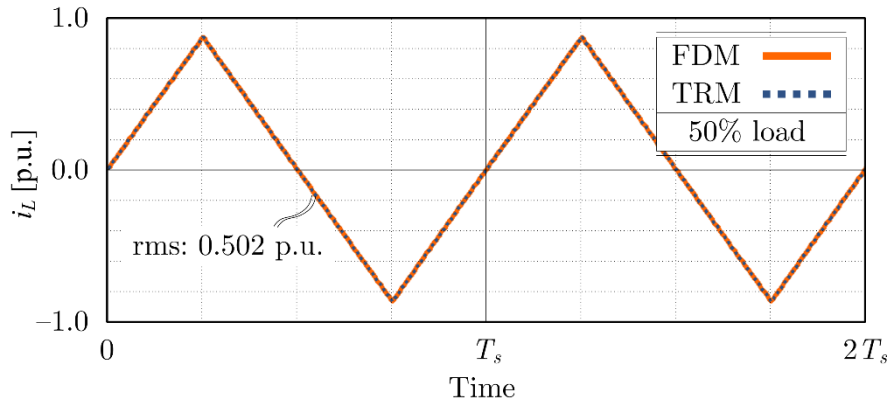
그림 3.12 각 변조 방법의 부하 비율에 따른 RMS 전류 변화: (a)  $M = 0.5$ , (b)  $0.625$ , (c)  $0.75$ , (d)  $0.875$



(a)



(b)



(c)

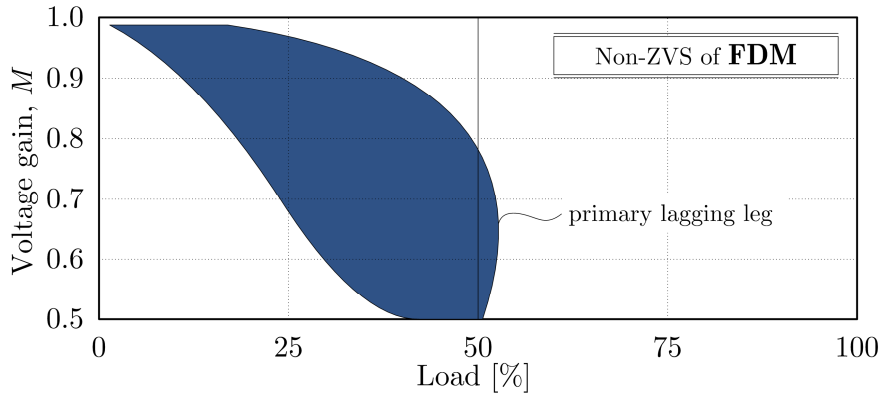
그림 3.13  $M = 0.5$ 일 때 FDM과 TRM의 경부하 인덕터 전류 시물레이션 파형: (a) 50% 부하, (b) 32% 부하, (c) 18% 부하

그림 3.13은 동일한 전압 및 부하 조건에서 TRM 과 FDM 의 두 스위칭 주기 동안 인덕터 전류의 시뮬레이션 파형을 비교하였다. 전압과 전류 파형 모두 p.u. 단위로 표기하였다. 그림 3.13(a), (b), (c)의 동작 조건은  $M$  은 0.5로 동일하며 부하는 각각 50%, 32%, 18%이다. 50%의 부하는  $M = 0.5$  조건에서 TRM 이 동작할 수 있는 최대 부하의 경계 조건이다. 이 때의 인덕터 전류 파형 및 rms 값은 TRM 과 FDM 이 거의 동일하다. 반면 부하가 감소한 그림 3.13(b)와 (c)에서 검정 점선의 TRM 의 전류 파형은 비-도통 구간을 갖는다. 전압 비율에 맞추어 변조 신호가 인가되기 때문에 전류가 0이 되는 순간 양 단의 브릿지 전압이 0-레벨을 유지하기 위해 프리-윙링한다. 이에 따라 TRM 의 전류 rms 값도 각각 FDM 에 비해 0.6%, 6% 가량 작은 것을 확인할 수 있다.

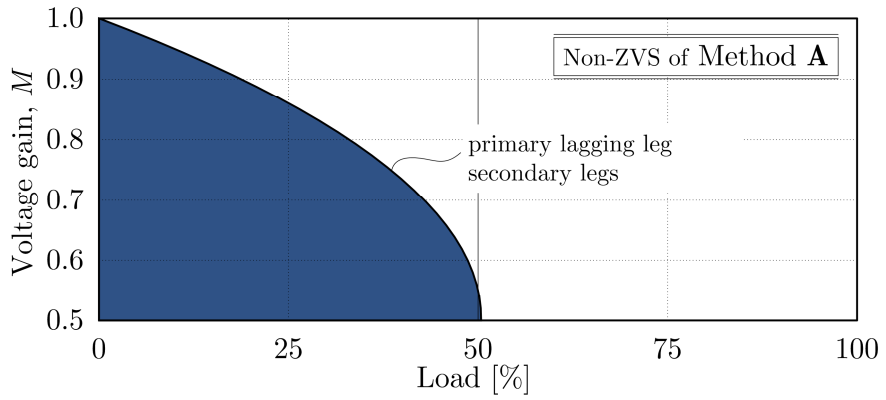
### 3.3.3 ZVS 특성 비교

그림 3.14는 각 변조 방법의 ZVS 영역을 도시하였다. 출력 등가 캐패시턴스인  $C_{oss}$  가 0이어서 스위칭 순간의 전류의 방향에 의해서 ZVS 여부가 결정된다고 가정하였다. 수치-해석 방법을 이용하며 부하 범위 0-100%, 전압 비율 범위  $M = 0.5-1.0$ 를 대상으로 하였다. 부하 비율과 전압 비율로 표준화된 ZVS 영역은 컨버터의 설계 파라미터에 의존하지 않는다.

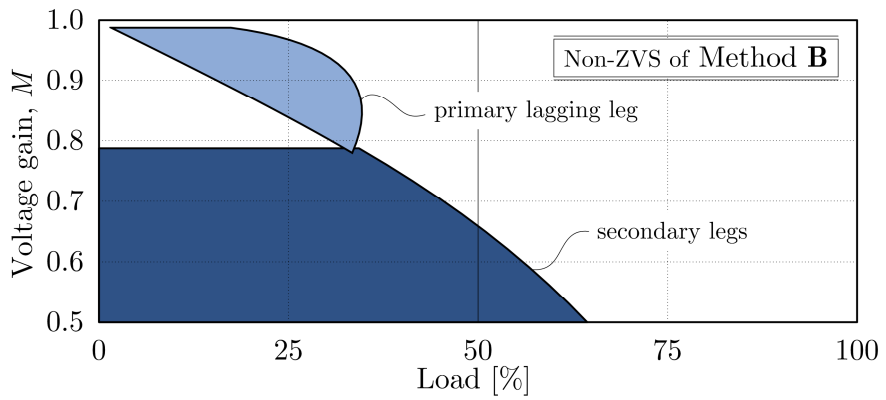
그림 3.1의 PSM 의 ZVS 특성은 본 장의 앞 부분에서 언급했다시피 이차단 브릿지가 경부하 영역에서 큰 하드-스위칭 영역을 갖는다. 위상-차이만을 이용한 PSM 방식은 일차단 내의 4개의 스위치와 이차단 내 4개의 스위치가 동일한 ZVS 특성을 지닌다. 반면 FDM, 방법 A, 방법 B 는 삼차원 변조를 이용하기 때문에 하나의 브릿지 내에서 진상-레그와 지상-레그의 ZVS 특성은 다르게 나타난다.



(a)



(b)



(c)

그림 3.14 부하 범위와 전압 범위에 따른 비-ZVS 영역: (a) FDM, (b) 방법 A, (c) 방법 B

표 3.3 실험을 위한 컨버터 주요 파라미터

<i>Parameter</i>		<i>Value</i>	
<i>Power</i>	Input voltage	$V_1$	200 V
	Output voltage	$V_2$	200 to 400 V
	Voltage gain, $n V_2/ V_1$	$M$	0.5 to 1.0
	Theoretical $P_{\max}$	$P_{max}$	500 to 1000 W
	Switching frequency	$f_s$	50 kHz
	Turn ratio	$n$	2
<i>Magnetics</i>	Inductor	$L$	95.6 $\mu$ H
		$R_s$	120 m $\Omega$
		Turns	40
		Air-gap	3 mm
	Transformer	$L_{lk}$	2.96 $\mu$ H
		$L_m$	814 $\mu$ H
		Turns	11:22
		$R_{s,p}$	30 m $\Omega$
		$R_{s,s}$	700 m $\Omega$
		IPP50R140CP	
<i>Switch</i>	Primary-side	$R_{DS,on}$	140 m $\Omega$
		$C_{oss}$	110 pF
	Secondary-side	STP11NM60	
		$R_{DS,on}$	450 m $\Omega$
$C_{oss}$		230 pF	
<i>Controller</i>		TMS320F28335	

그림 3.14(b)는 방법 A의 ZVS 특성을 보여준다. 방법 A는 경부하 영역에서 TRM를 차용한다. TRM은 전류 파형이 삼각파를 이루고 일차단 스위치들이 전류가 0일 때 꺼진다는 장점이 있지만 일차단 지상-레그와 이차단 진상-레그, 지상-레그 모두 ZVS 턴-온을 하지 않는다. 따라서 MOSFET의  $C_{oss}$ 가 방전되지 않은 채로 구동되어 손실로 이어지게 된다. 그림 3.14(c)에 나타난 것처럼 방법 B는 일차단의 지상-레그와 이차단의 진상-레그, 지상-레그가 각기 다른 동작 영역에서 하드-스위칭을 한다.

FDM의 ZVS 특성은 그림 3.14(a)에 도시하였다. 비교된 변조 방법들은 모두 이차단 스위치들이 경부하 영역에서 비-ZVS 영역을 갖지만 FDM은 모든 이차단 스위치가 전 부하-영역에서 ZVS를 달성한다. 반면 일차단의 지상-레그가 중간 부하 영역에서 하드-스위칭을 한다.

### 3.3.4 손실 비교

앞선 전류 rms 특성과 ZVS 특성을 기반으로 해서 변조 방법에 따른 DAB 컨버터의 손실 전력을 예상해 볼 수 있다. 표 3.3은 뒤이을 실험 검증 부분에서 사용한 DAB 컨버터의 설계 사양을 보여주고 있다. 자성 소자로서는 11:22 권선비의 변압기에 약  $100\ \mu\text{H}$ 를 가진 직렬 인덕터를 추가하여 구성하였다.  $L$ 은 추가 인덕터의 인덕턴스 값이며  $L_{lk}$ 와  $L_m$ 은 변압기의 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스의 값이다.  $R_s$ 는 인덕터의 누설 저항,  $R_{s,p}$ 와  $R_{s,s}$ 는 변압기의 일차단과 이차단의 누설 저항이다.

손실 모델은 2.3장에서 소개한 손실 모델을 이용하였다. 스위칭 손실, 스위치와 자성소자의 도통 손실, 코어 손실을 고려했다. 스위칭 손실은 전압-전류 오버랩 손실, 용량성 방전 손실, 역회복 손실을 포함한다.

그림 3.15는 다양한 전압 비율과 부하 조건에서 PSM, FDM, 방법 A, 방법 B의 손실 분석 결과를 보여주고 있다. 그림 3.15(a), (b), (c), (d)는

각각 전압 비율이 0.5, 0.625, 0.75, 0.875일 때의 손실 분석 결과이다. 각 전압 비율 조건에서 10, 30, 50, 70, 90%의 부하마다의 스위칭 손실, 도통 손실, 코어 손실로 나누어 표현하였다. 손실 분석 결과를 논하기 전에 다음과 같은 사항을 지적하고자 한다.

- 출력 전압이 200-400 V 의 범위에 있을 때 최대 전달 가능한 전력은 500-1000 W 이다.
- $M = 1.0$ 일 때는 모든 변조 방법이 PSM 과 동일한 전략을 취하기 때문에 분석 결과에서 제외하였다.
- 최대 부하 지점에서는 모든 변조 방법이 PSM 과 동일한 전략을 취하기 때문에 같은 이유로 분석 결과에서 제외하였다.
- 각 동작점에서의 변환 효율은 다음과 같이 예상할 수 있다. 예를 들어 그림 3.15(a)의 10% 부하,  $M = 0.5$ 에서 FDM 의 예상 효율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{\text{output power}}{\text{output power} + \text{total loss}} \times 100 \\ &= \frac{50}{50 + 10.8} \times 100 = 82\%\end{aligned}$$

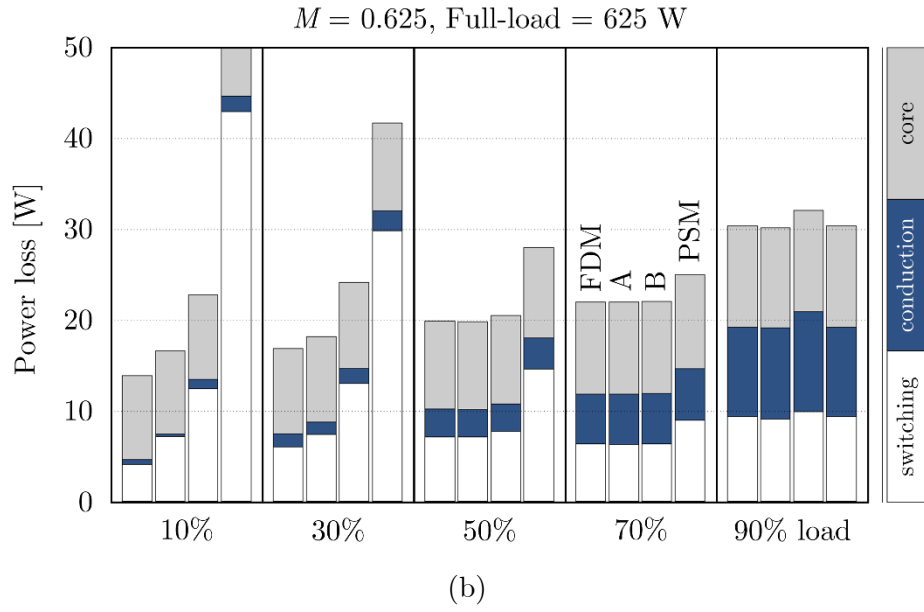
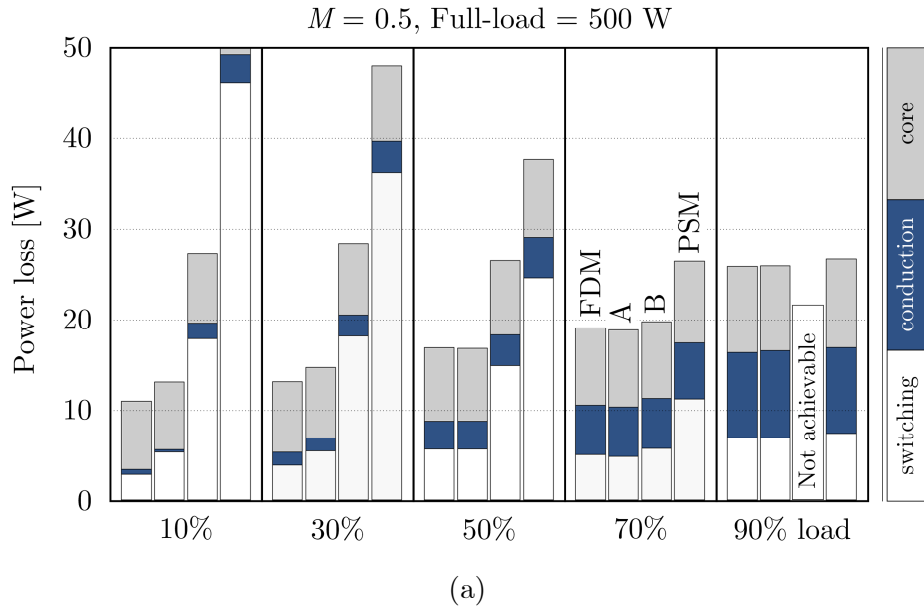
손실 분석 결과를 기반으로 다음의 사항들을 특징들에 관하여 논의하였다.

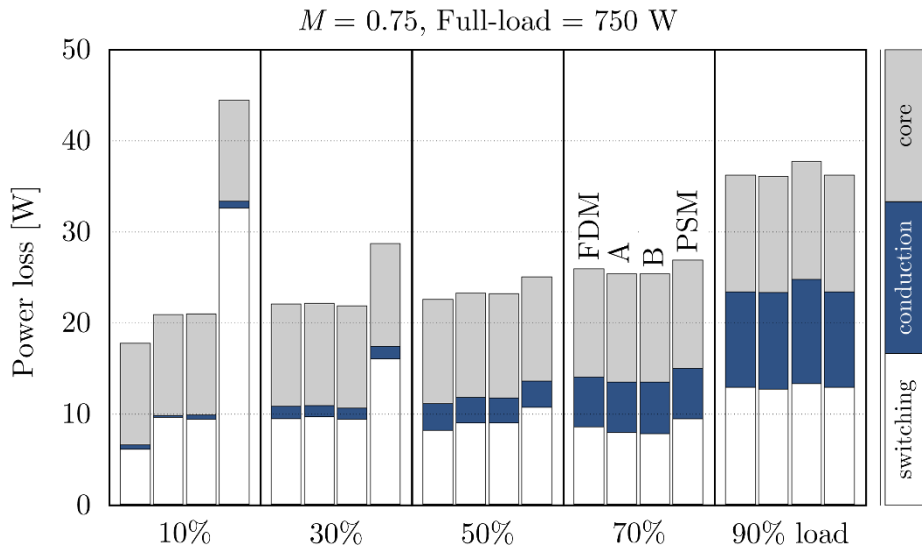
- *PSM* 의 동작: 기존의 PSM 방법은 그림 3.15(d)의  $M$  이 비교적 1과 가까운 값을 지닐 때에는 다른 변조 방법에 비해서 크게 떨어지지 않는 손실 특성을 보인다. 이 경우 ZVS 영역이 넓게 보존되기 때문에 전체 손실 중 스위칭 손실과 코어 손실은 비교적 일관되게 유지되며 도통 손실만 부하에 비례하여 증가한다. 그림 3.15(a), (b), (c)의 다른 전압 비율 조건에서도 90%의 중부하 조건에서는 다른 방법들과 비슷한 효율 특성을 보인다. 그러나 부하가 작아질수록 이차단 브릿지의 하드-스위칭으로 인한 스위칭 손실과 순환 전류의 증가로

인한 도통 손실이 급격히 증가한다. 특히 그림 3.15(a)과 (b)의 10% 부하 조건에서는 발생하는 손실의 크기가 전달하는 전력보다도 클 것으로 예측된다.

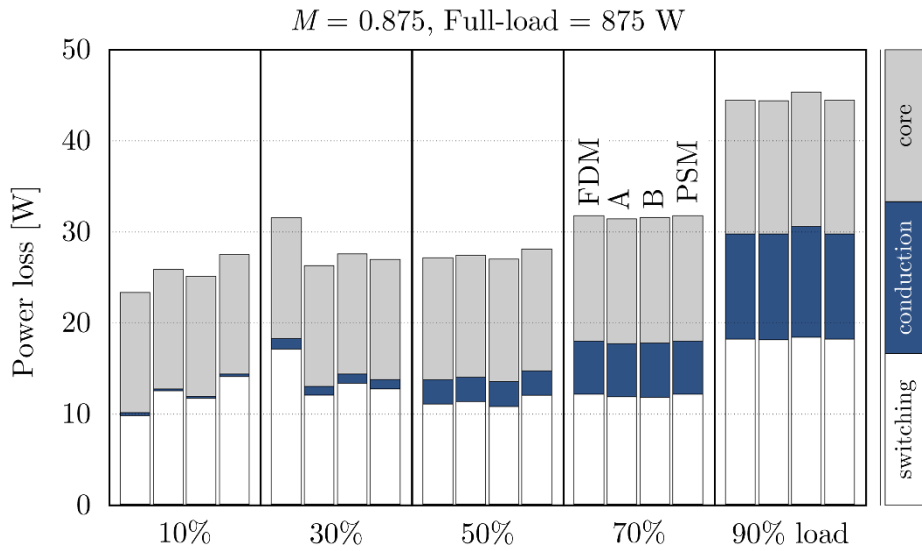
- *FDM 과 방법 A 의 경부하 특성:* 방법 A 는 TRM 방법을 이용하여 경부하 조건에서 rms 전류를 최소화하여 최저 도통 손실을 달성한다. 그림 3.15(a)에서 볼 수 있듯이 10% 부하 조건에서 방법 A 는 최소의 도통 손실을 갖도록 예측된다. 제안한 FDM 방법은 기본파 성분을 최소화하기 때문에 방법 A 에 비해서는 증가된 도통 손실을 보인다. 그러나 경부하 조건에서 도통 손실이 전체 손실에서 차지하는 비중이 작다. 앞서 설명한 것처럼 방법 A 가 이용한 TRM 방법은 ZVS 를 하지 않기 때문에 큰 스위칭 손실을 발생시킨다. 이러한 이유로 경부하 조건에서 FDM 이 높은 도통 손실을 가지고 있음에도 불구하고 전체 손실 측면에서는 가장 우수한 성능을 보인다.
- *FDM 의 비-ZVS 구간:* 그림 3.15에서 볼 수 있듯이 대부분의 동작 조건에서 FDM 은 다른 방법에 비해서 적은 손실을 갖는다. 그러나 앞서 그림 3.14에서 보았듯이 FDM 은 중간 부하 조건에서 일차단 지상-레그 스위치의 하드-스위칭 구간을 가지고 있다. 따라서 그림 3.15(c)의 30% 부하 등의 일부 동작 조건에서 다른 변조 방법들에 비해 낮은 전달 효율을 가질 것으로 예상된다.
- *방법 B 의 효율 특성:* 방법 B 는 근사화된 해를 이용하기 때문에 고정된 전압비에 대해서 시비율  $d_1$ 이 모든 부하 영역에서 고정된다. 변조 방법 B 는 그림 3.15(c), (d)의  $M$  이 1에 가까운 조건에서는 다른 변조 방법들보다 크게 작지 않은 효율을 보인다. 그러나 그림 3.15(a), (b)의  $M$  이 1에서 떨어진 조건에서는 원래 달성하고자 했던 도통 손실 저감 효과가 크게 드러나지 않을뿐더러 하드-스위칭으로 인한 스위칭 손실도 증가한다. 또한 방법 B 는 최대 전달 가능 전력







(c)



(d)

그림 3.15 각 변조 방법의 10 ~ 90% 부하에서의 손실 분석 결과: (a)  $M = 0.5$ , (b) 0.625, (c) 0.75, (d) 0.875

의 크기가 제한되어 그림 3.15(a)의 90% 부하 조건 등의 동작 조건에서는 구현이 불가하다.

### 3.3.5 3-고조파-전류-최소화와의 비교

앞서 전류의 기본파 성분을 최소화하는 변조 방법에 관하여 설명하였다. 제안한 변조 방법은 분석해를 이용하여 제어기의 구현이 간단하다는 장점이 있지만 기본파 성분만을 고려하기 때문에 시간-영역의 해보다 근사화된 해를 가지고 있다는 한계점이 있다. 실험 결과에 관하여 논하기 전에 본 절에서는 전류의 기본파 성분과 더불어 3-고조파 성분까지 고려했을 때의 해를 유도하고 제안한 변조 방법과의 예상 성능을 비교하도록 한다.

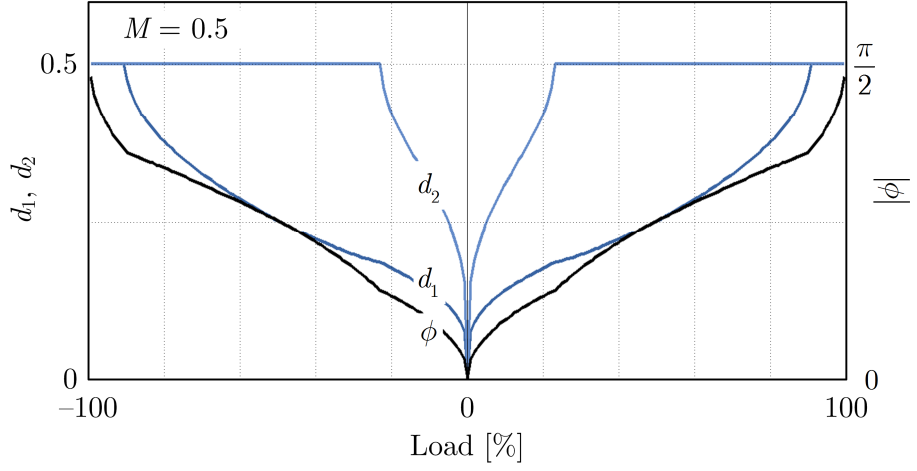
기본파 전류-페이저의 크기에 관한 식 (3.15)은 식 (3.13)의 정의에 따라 다음으로 표현할 수 있다.

$$\|\bar{I}_{L,1}\|^2 = \left(\frac{V_0}{X_L}\right)^2 \left[ (\sin \pi d_1 \sin \phi)^2 + (\sin \pi d_1 \cos \phi - M \sin \pi d_2)^2 \right] \quad (3.34)$$

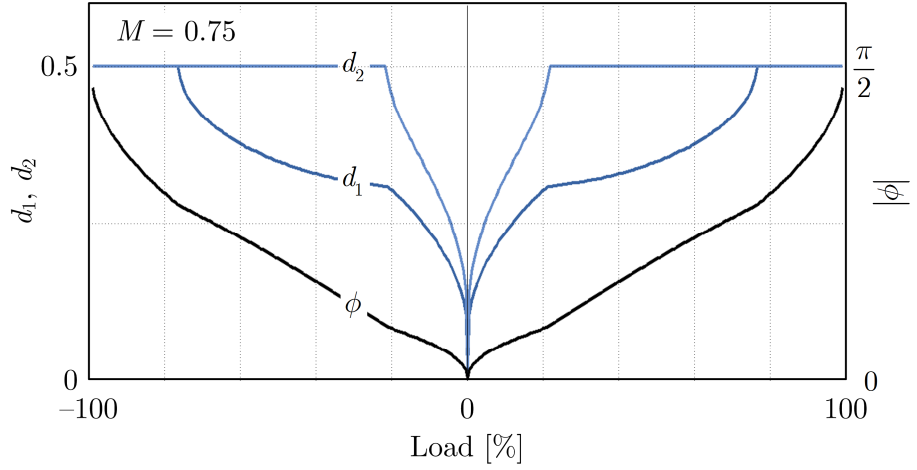
동일한 방법으로 3-고조파 전류의 크기는 다음으로 간단히 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \|\bar{I}_{L,3}\|^2 = \left(\frac{V_0}{9X_L}\right)^2 & \left[ (\sin 3\pi d_1 \sin 3\phi)^2 \right. \\ & \left. + (\sin 3\pi d_1 \cos 3\phi - M \sin 3\pi d_2)^2 \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

기본파와 3-고조파를 고려한 전류의 크기는 위 식을 이용하여 다음으로 표현할 수 있다.



(a)



(b)

그림 3.16 3-고조파 성분을 고려한 전류 최소화 문제의 수치-해석 해  
(a)  $M = 0.5$ , (b)  $M = 0.75$

$$\|I_L\| = \sqrt{\|I_{L,1}\|^2 + \|I_{L,3}\|^2} \quad (3.36)$$

식 (3.36)을 앞선 기본과 전류 최소화 문제와 동일하게 접근할 수 있

다. 주어진 전력 조건을 만족하는 변조 변수 ( $d_1, d_2, \phi$ )의 범위 내에서 전류의 크기를 최소로 만드는 해를 찾을 수 있다. 그러나 식 (3.36)은 기본파 전류 문제와 달리 수식의 높은 복잡도로 인해 분석해를 유도하는 것이 불가능하다. 따라서 수치-해석적 방법을 이용하여 위 전류 식을 최소화하는 해를 구할 수 있다.

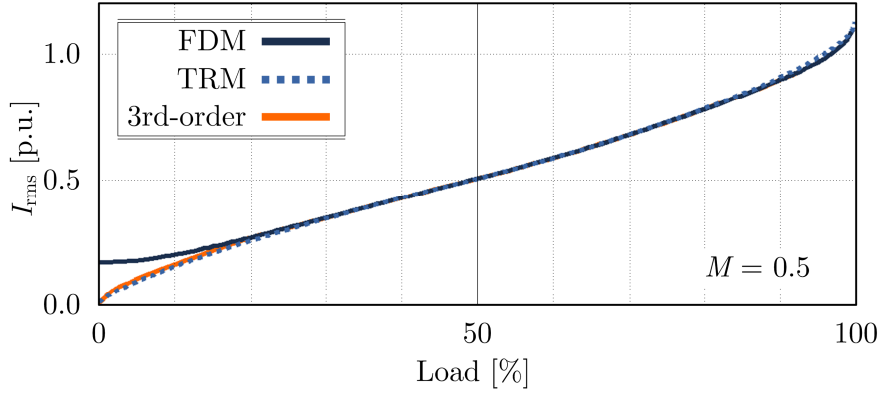
그림 3.16(a)와 (b)는 각각  $M$  이 0.5와 0.75일 때 전류의 기본파와 3-고조파를 최소화하는 수치-해석 기반 해를 도시하였다. 그림 3.8의 FDM의 변조 변수 해와 비교해 볼 수 있다. 기본파 성분만 고려한 FDM의 해에서는 감압 (또는 승압) 조건일 경우  $d_2$ (또는  $d_1$ )가 항상 0.5로 유지된다. 반면 3-고조파를 고려한 해는 경부하 영역에서  $d_2$ 가 0.5보다 작게 되어 결과적으로 순환 전류의 크기를 더욱 감소시킬 수 있다.

그림 3.17은 그림 3.16의 해를 실제 적용하였을 때 3-고조파를 고려한 전류 최소화 방법의 동작 특성을 나타내었다. 그림 3.17(a)와 (b)는 각각  $M$  이 0.5, 0.75일 때의 부하에 따른 rms 전류를 보여주고 있다. 3-고조파를 고려한 해의 전류 특성은 앞서 논의하였던 TRM과 거의 동일하게 나타난다. 즉 3-고조파까지 고려하였을 경우 부하가 0%일 때에 도통 전류의 rms 값이 0이 되는 해를 도출할 수 있다.

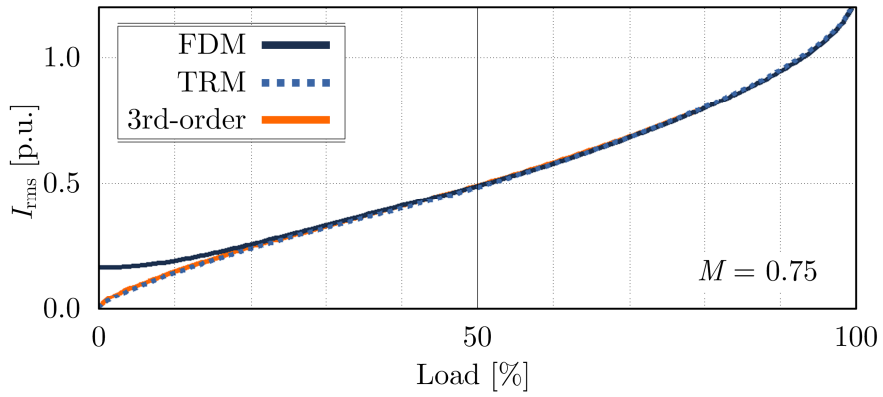
그림 3.18은 3-고조파를 고려한 방법의 ZVS 특성을 보여준다. 0.5부터 1.0 사이의 각각의  $M$  값에 따라 그림 3.16에서와 같은 최적해를 수치-해석적 방법을 이용하여 구할 수 있다. 구한 해를 각각의 동작점에서 ZVS 여부를 판별하면 그림 3.18과 같은 비-ZVS 구간을 도출할 수 있다. 3-고조파를 고려한 해는 FDM 방법과 동일하게 일차단 지상-레그에서만 하드-스위칭이 발생한다. 비-ZVS 영역은 FDM과 거의 비슷하게 주어지는 것을 볼 수 있다.

3-고조파를 고려하여 전류 최소화 방법을 도출할 경우 FDM과 비교하여 전류의 도통 손실은 더욱 감소하며 스위칭 손실 특성은 거의 동일하

게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그러나 분석해를 기반으로 간단한 제어를 구현할 수 있는 FDM 과 달리 수치-해석 해를 이용하여 제어를 구현해야 한다는 한계점이 있다.

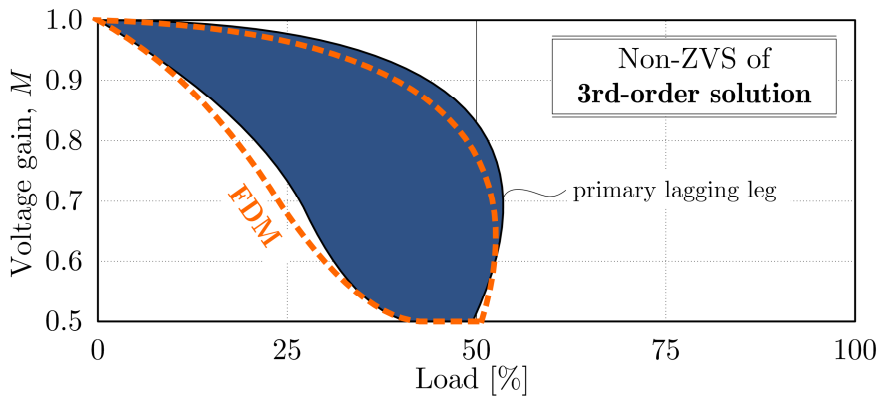


(a)



(b)

그림 3.17 3-고조파를 고려한 rms 전류 특성: (a)  $M = 0.5$ , (b) 0.75



(c)

그림 3.18 3-고조파를 고려한 해의 ZVS 영역

## 3.4 실험 결과

### 3.4.1 검증을 위한 실험 조건

제안한 변조 방법의 검증을 위하여 프로토타입 DAB 컨버터를 설계하였다. 컨버터의 주요 설계 변수는 표 3.3과 같다. 출력 전압의 범위는 200 V 에서 400 V 으로 감압 조건에 대해서만 실험을 수행하였다. 승압 조건의 결과는 일차단과 이차단이 서로 바뀐 경우로 간주할 수 있다. 위상을 최대 90도로 제한했을 때 전달 가능한 최대 전력은 전압 범위에 따라 500 W 에서 1000 W 이다. 정상-상태 결과는 그림 3.19의 X-표시된 동작점에 대해서 수행하였다. 효율 결과를 얻기 위해서 전압 범위마다 7% 에서 91%의 부하 범위에서 효율을 측정하였다.

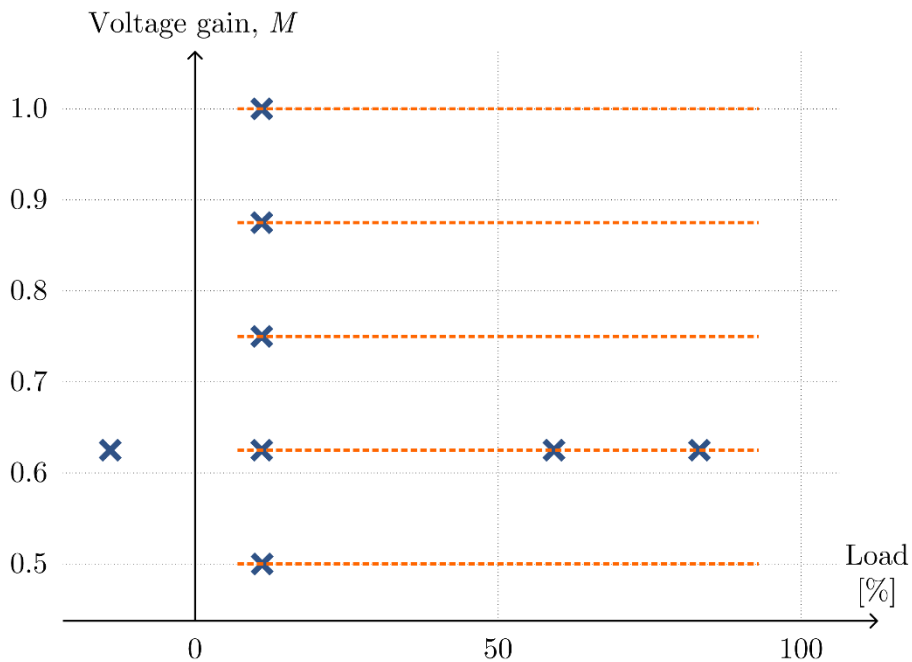
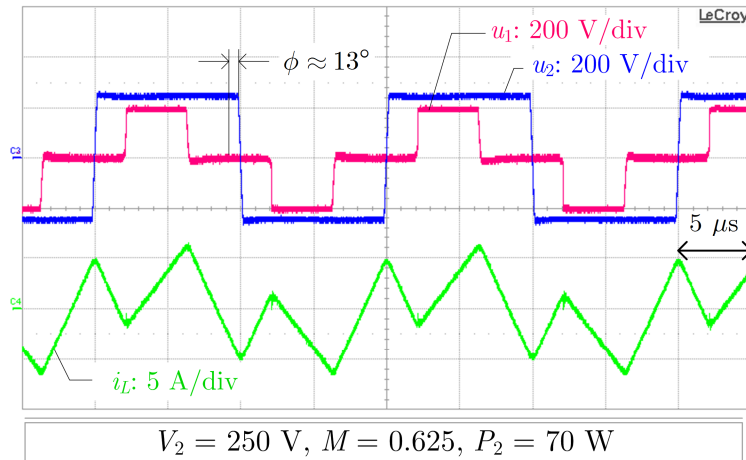


그림 3.19 정상-상태 파형 및 효율 곡선 실험 결과를 전압 및 부하 조건

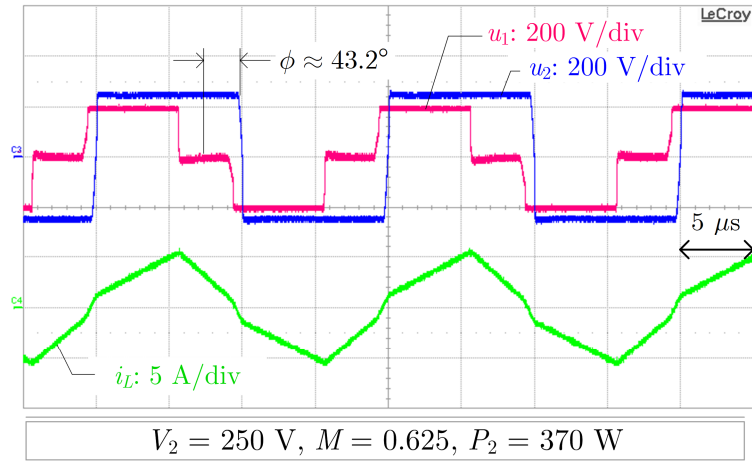


### 3.4.2 정상-상태 실험 결과

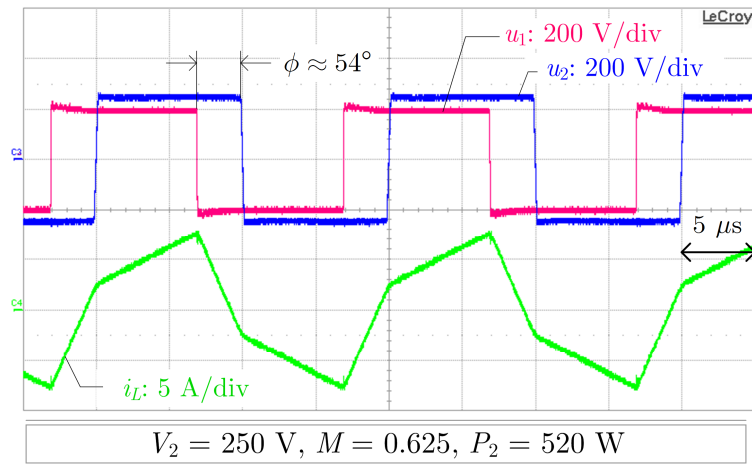
그림 3.20는 제안한 FDM 방법의  $v_2$ 가 250 V일 때의 일차단 브릿지 전압  $u_1$ , 이차단 브릿지 전압  $u_2$ , 인덕터 전류  $i_L$ 의 정상-상태 파형을 보여주고 있다. 그림 3.20(a)의 70 W 부하 조건에서의  $i_L$  파형은 앞서 논의한 것처럼 3-고조파 성분이 많이 포함되어있는 반복적인 삼각 파형을 보인다. 감압 조건이기 때문에 이차단 시비율  $d_2$ 는 0.5이며 일차단 시비율  $d_1$ 이 최소 전류를 달성하기 위해서 결정된다. 그림 3.20(b)는 370 W의 중간 부하 조건으로 여전이  $d_1$ 이 0.5보다 작지만  $u_1$ 과  $u_2$ 의 스위칭 관계가 바뀌어 경부하와는 다른 궤적의 전류 파형을 가지고 있다. 마지막으로 중부하 조건인 520 W 때의 파형은 그림 3.20(c)에 나타나있다. 그림 3.8에서 언급하였듯이 중부하 조건에서는  $d_1$  또한 0.5로 고정되어 위상차이만 이용하여 PSM 방식과 동일하게 동작한다.



(a)



(b)

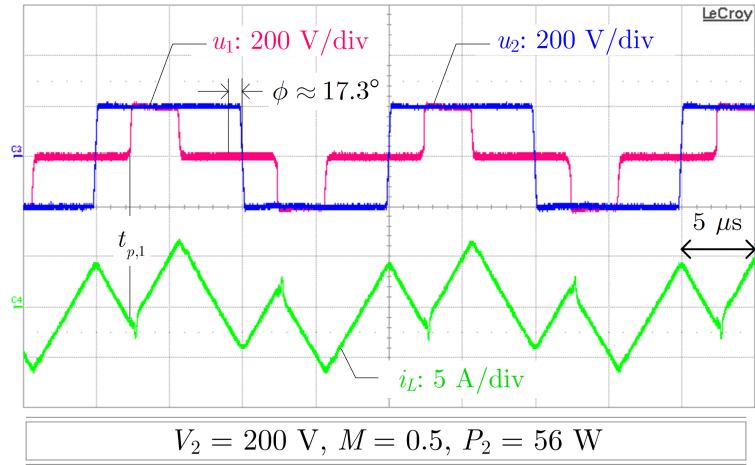


(c)

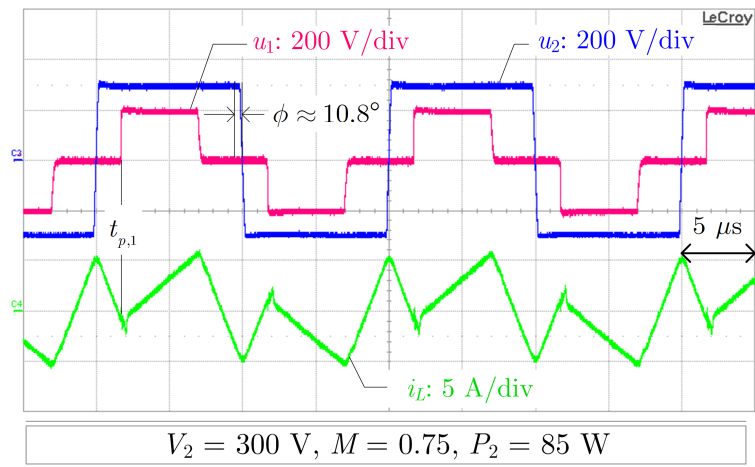
그림 3.20 제안한 변조 방법의  $M = 0.625$ 인 경우 다양한 부하 조건에서의 정상-상태 파형: (a) 70 W, (b) 370 W, (c) 520 W

그림 3.21은 다양한 전압 범위에서 경부하 조건인 11% 부하에서 FDM 방법의 정상-상태 파형을 보여준다. 그림 3.21(a), (b), (c), (d)에서 각각  $v_2$ 는 200, 300, 350, 400 V이며 전압 비율은 0.5, 0.75, 0.875, 1.0이다. 경부하 조건이기 때문에 모든 파형에서 위상은 작은 값으로 유지된다. 제안한 변조 방법의 최적해는 식 (3.27)에 의해 주어지는데 시비율  $d_1$ 은 동일한  $\phi$ 에 대해서  $M$ 이 클수록 큰 값을 갖는다. 따라서 그림 3.21에서 동일한 부하 조건에서  $v_2$ 가 증가할수록  $d_1$  또한 증가하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3.21(d)의  $M = 1$ 의 파형은 앞서 설명한 것과 같이 전 부하 영역에서 PSM과 동일한 방식으로 구동된다.

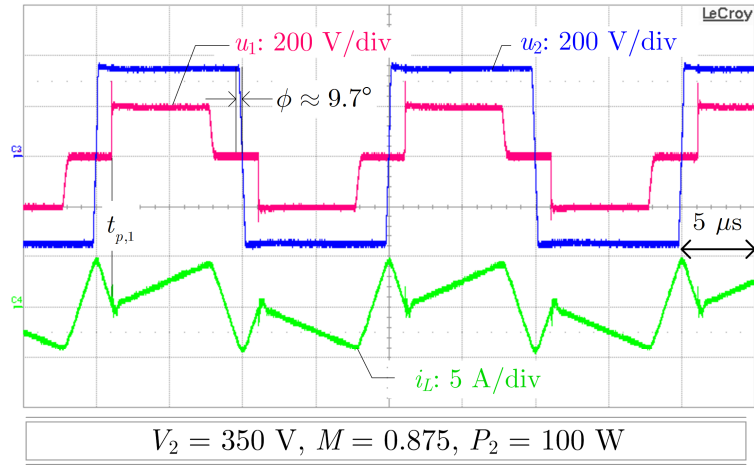
스위칭 순간의 인덕터 전류 파형으로부터 대략적으로 ZVS 여부를 예측할 수 있다. 그림 3.14를 통해 설명한 것과 같이 제안한 변조 방법은 일부 전압 영역에서 일차단 지상-레그 스위치의 하드-스위칭 구간을 가지고 있다. 지상-레그 스위치의 스위칭 순간을  $t_{p,1}$ 으로 표기하였다. 그림 3.21(a), (b), (d)의 파형에서는  $t_{p,1}$  때의  $i_L$ 이 음의 값을 지녀 ZVS를 할 필요 조건을 만족시키고 있다. 반면 그림 3.21(c)의 파형에서는  $t_{p,1}$  때의  $i_L$ 이 0보다 큰 값을 지녀 지상-레그 스위치는 몸통-다이오드가 도통한 뒤에 교번이 일어나는 하드-스위칭을 하게 된다. 이에 따라  $t_{p,1}$  순간  $u_1$  전압 파형에서 역회복 현상으로 인한 오버-슈트(over-shoot)가 발생하는 것을 확인할 수 있다.



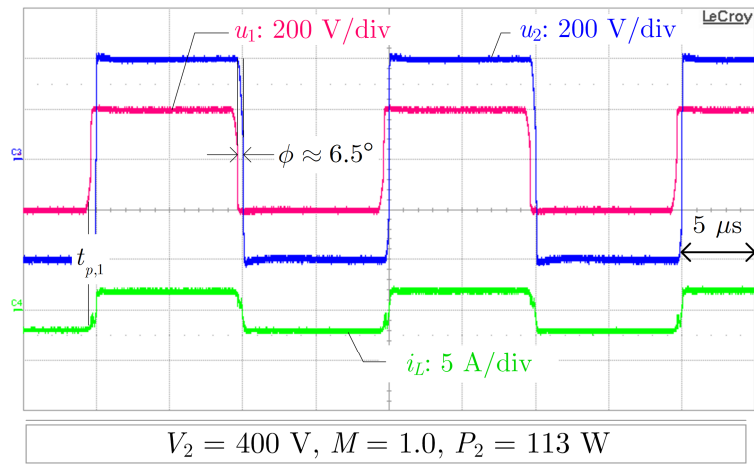
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.21 제안한 변조 방법의 다양한 전압 범위에서의 경부하 정상-상태 파형: (a)  $M = 0.5$ , (b)  $0.75$ , (c)  $0.875$ , (d)  $1.0$

DAB 컨버터는 양방향 전력 전달이 가능하며  $\phi$ 의 부호에 따라서 전력의 방향이 결정된다. 그림 3.8에서 나타난 것처럼 제안한 변조 방법의 최적해는 전력 방향에 무관하게 결정된다. 따라서 제어기의 구조를 바꾸지 않고서도 역방향 전력 변환의 구현이 가능하다. 역방향 시에는  $\phi$ 가 음의 값을 가지며 그림 3.22와 같이  $u_1$ 의 위상이  $u_2$ 의 위상보다 뒤쳐지게 된다.  $i_L$ 의 파형은 동일한 전압 및 부하조건에서 전력 방향만 다른 그림 3.20(a)와 비슷한 양상을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 3.23는 FDM 방법과의 비교를 위하여 경부하 영역에서 TRM의 동작 파형을 보여준다. 실험 조건은 그림 3.20(a)에서와 동일하게  $v_2 = 250$  V, 부하는 70 W이다. 동작 파형을 효과적으로 보이기 위하여 제안한 변조 방법의 전류 파형을 옅은 회색으로 겹쳐 표현하였다.  $i_L$ 의 파형에서 볼 수 있듯이 TRM은  $u_1$ 과  $u_2$ 의 파형을  $M$ 에 따라 의도적으로 조정하여 전류가 0으로 유지되는 구간을 갖는다. 따라서 순환 전류는 최소화될 수 있다. 그러나 경부하 영역에서 도통 손실이 큰 부분을 차지하지 않는 반면 TRM은 용량성 스위칭 손실을 갖는다는 점에서 결과적으로 제안한 변조 방법보다 낮은 효율을 보인다. 자세한 내용은 효율 곡선 비교 결과에서 후술하도록 한다.

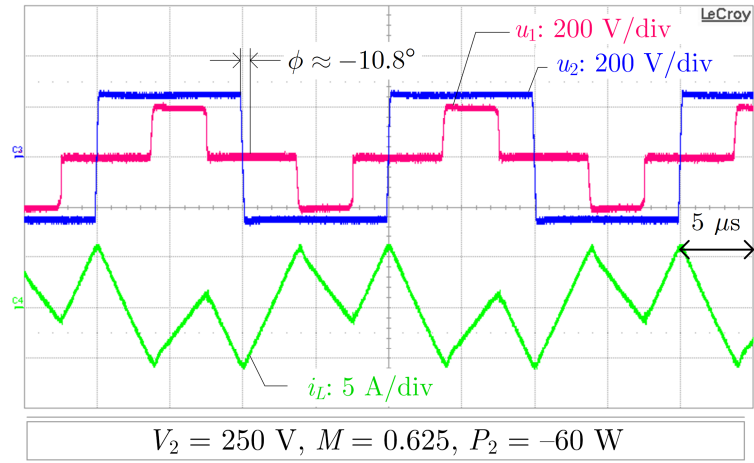


그림 3.22 제안한 변조 방법의 역방향 경부하 정상-상태 파형

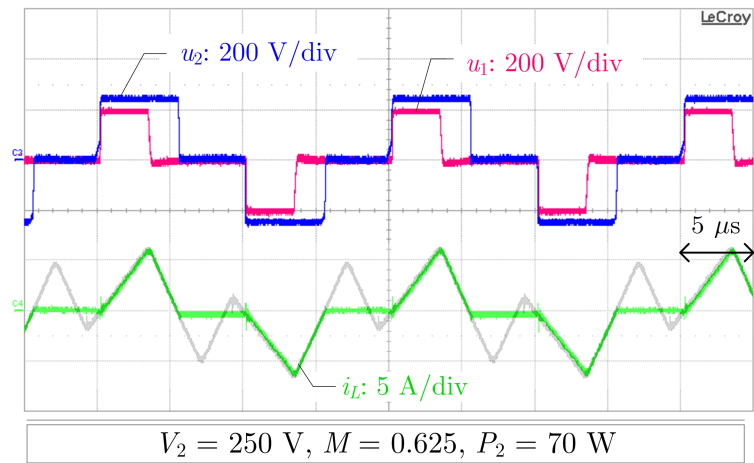


그림 3.23 TRM 변조 방법의 경부하 동작파형

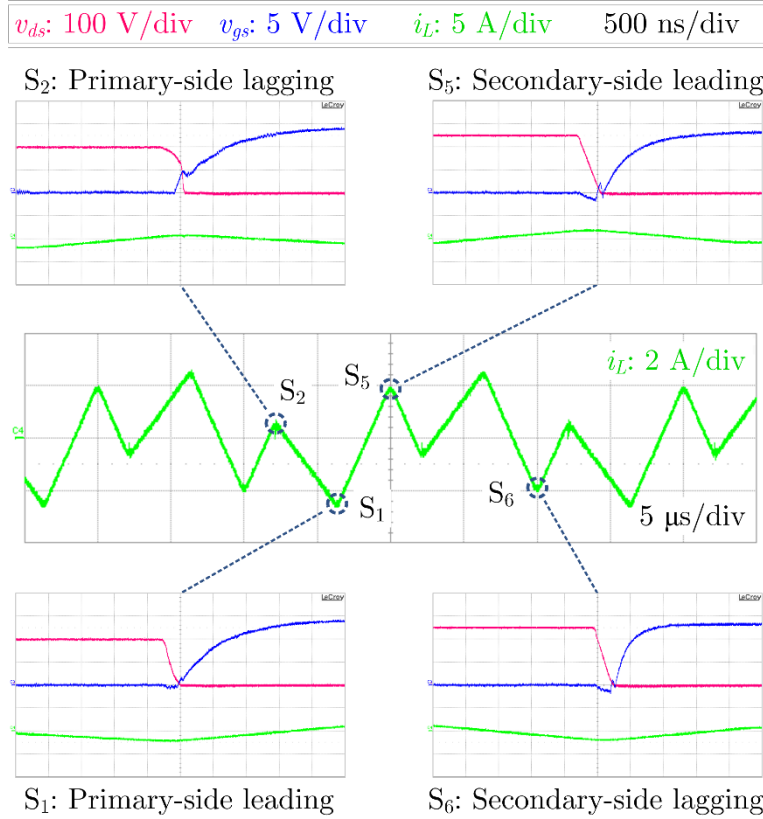


그림 3.24 제안한 변조 방법을 적용했을 때 각 레그의 스위칭 파형

앞서 그림 3.21의 파형에 관한 설명에서 ZVS 특성을 간략하게 언급하였다. 그림 3.24는 그림 3.20(a)에서와 동일한 동작 조건인  $v_2 = 250$  V, 부하 70 W 일 때의  $i_L$  파형과 각 레그의 스위칭 순간에서의 스위칭 파형을 보여주고 있다.  $v_{ds}$ 는 MOSFET의 드레인-소스 전압,  $v_{gs}$ 는 게이트-소스 전압이다. S<sub>1</sub>, S<sub>5</sub>, S<sub>6</sub>은 각각 일차단 진상-레그, 이차단 진상-레그, 이차단 지상-레그의 스위치이다. S<sub>1</sub>, S<sub>5</sub>, S<sub>6</sub>의 스위칭 파형에서 볼 수 있듯이 데드-타임 구간동안  $v_{gs}$ 가 켜지기 전에  $v_{ds}$ 가 0으로 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 이러한 ZVS 특성은  $i_L$ 의 크기가 충분히 크기 때문에 MOSFET의 출력 등가 캐패시턴스인  $C_{oss}$ 가 모두 방전되기 때문이다. 반면에 일차단 지상-레그인 S<sub>2</sub>의 스위칭 파형을 보면  $i_L$ 의 방향이  $C_{oss}$ 를 방전하는 방향이



지만 전류의 절대값이 크지 않다. 이 때문에  $C_{oss}$ 의 방전이 비교적 천천히 이루어진다. 그럼에도 스위치가 켜지기 전에 방전이 모두 완료되어 ZVS를 달성한다.

### 3.4.3 효율 비교 결과

그림 3.25는 다양한 변조 방법을 사용했을 때의 효율 곡선을 보여주고 있다. FDM 방법의 효율 결과를 PSM, 방법 A, 방법 B와 비교하였다. 이차단 출력 측에 정전류 전자 부하를 사용하였으며 부하는 최대 출력의 7%에서 91%까지 0.1 A 단위마다 측정하였다. 표 3.4는 주요 경부하 조건에서 각 변조 방법의 PSM에 대비한 효율 차이를 보여주고 있다.

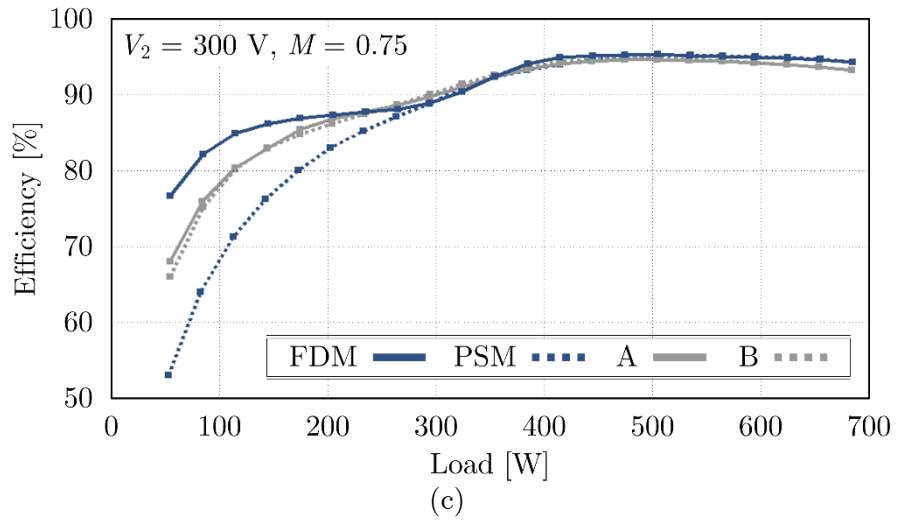
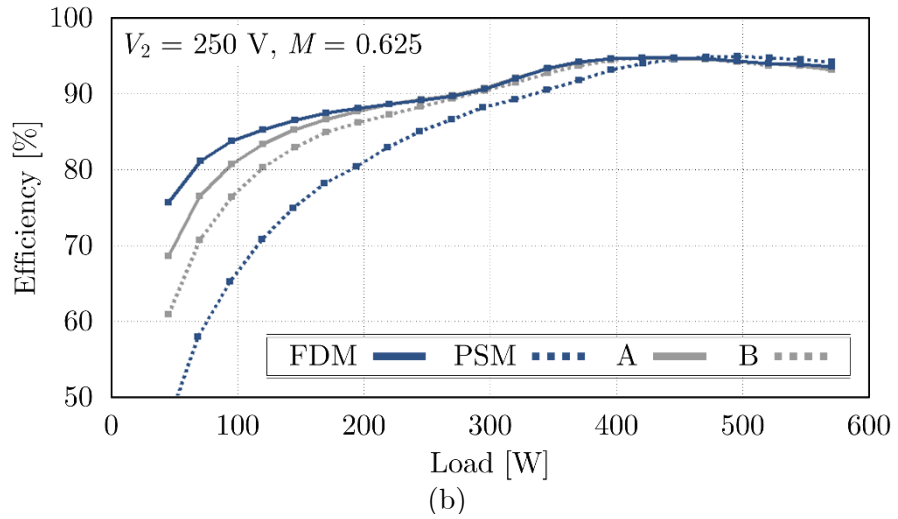
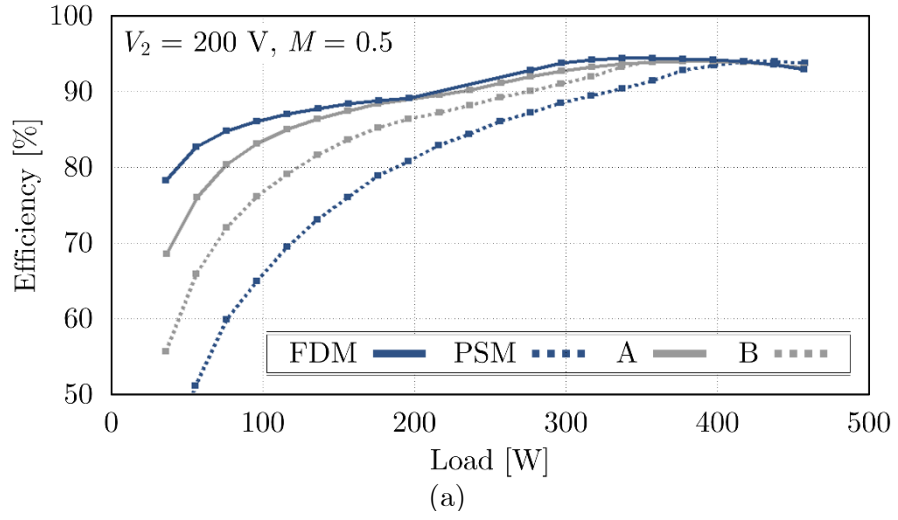
그림 3.25(a)는  $M = 0.5$ 일 때의 효율 곡선 결과이다. PSM 방식은 감압 조건에서 이차단 측 스위치가 그림 3.1에서 처럼 0 ~ 75%의 부하 영역에서 하드 스위칭을 한다. 또한 전력 대비 순환 전류의 크기도 증가하여 높은 도통 손실을 가진다. 따라서 그림에서 볼 수 있듯이 매우 낮은 전달 효율을 보인다. 삼차원 변조 방식을 이용하는 방법 A와 B는 PSM에 비해서는 개선된 효율을 보인다. 특히 FDM 방법은  $M = 0.5$ 일 때 전 부하 영역에서 다른 방법보다 개선된 효율을 보인다. 7% 부하일 때 제안된 변조 방법은 PSM에 비해서 약 38% 가량 효율이 개선되었으며 방법 A와 B에 비해서는 각각 약 10%, 20%가 증가하였다.

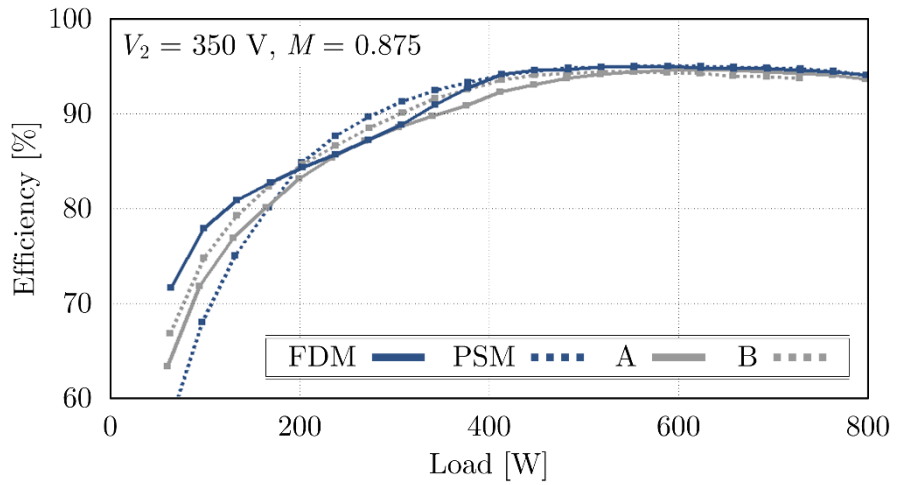
그림 3.25 (b), (c), (d)에서  $M$ 이 0.625, 0.75, 0.875인 조건에서도 FDM 방법은 대부분의 동작 조건에서 다른 방법들에 비해 높은 효율을 보인다. 그러나  $M$ 이 1에 가까워질수록 PSM을 포함한 다양한 변조 방법들 간의 효율 차이는 점점 줄어든다. 그림 3.25(e)의  $M = 1$ 인 경우에는 모든 방식이 PSM과 동일한 방법으로 동작되며 따라서 전달 효율 또한 전 부하 영역에서 동일하게 나타난다.

한편 그림 3.25(d)은  $M = 0.875$ 일 때의 효율 곡선을 보여준다. 제안한 변조 방법은 7% 부하 영역에서는 방법 A 와 B 에 비해서 각각 8%, 5% 개선된 효율을 보인다. 그러나 중간 부하 영역에서 제안한 변조 방법이 다른 방법에 비해서 낮은 효율을 보인다. 이는 앞서 손실 모델 분석 결과에서 볼 수 있듯이 도통 손실은 각 방법 간의 큰 차이가 나지 않는 반면, 해당 동작 영역에서 FDM 방법이 하드-스위칭을 하기 때문이다.

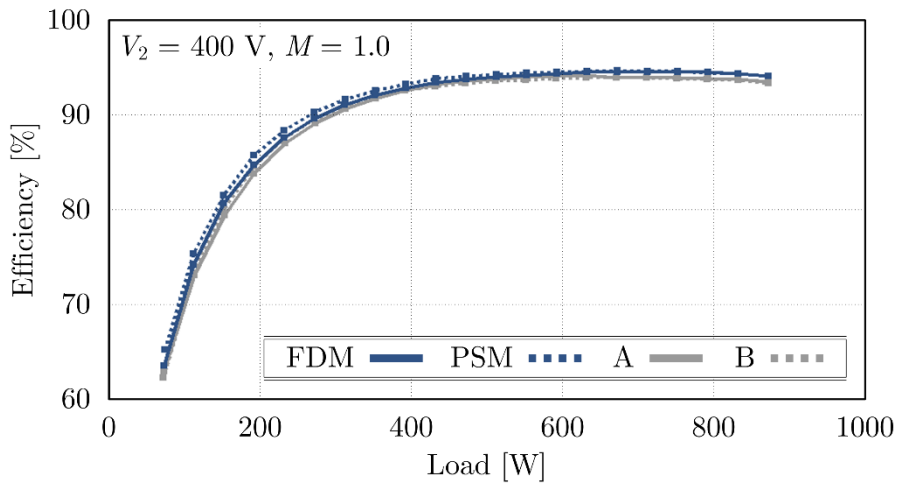
표 3.4 주요 부하 조건에서 PSM 대비 효율 개선

<i>Operating conditions</i>		<i>PSM Eff.</i>		<i>Eff. improvement compared to PSM</i>	
$M$	Load	PSM	FDM	A	B
0.5	7%	40.3%	+37.9%	+28.0%	+15.1%
	11%	50.9%	+29.7%	+25.0%	+14.8%
0.625	7%	45.9%	+29.7%	+22.6%	+14.9%
	11%	57.8%	+23.2%	+18.5%	+12.7%
0.75	7%	52.8%	+23.8%	+15.1%	+13.0%
	11%	63.9%	+18.1%	+11.9%	+11.2%
0.875	7%	57.0%	+14.5%	+6.2%	+9.7%
	11%	67.9%	+9.9%	+3.8%	+6.7%





(d)



(e)

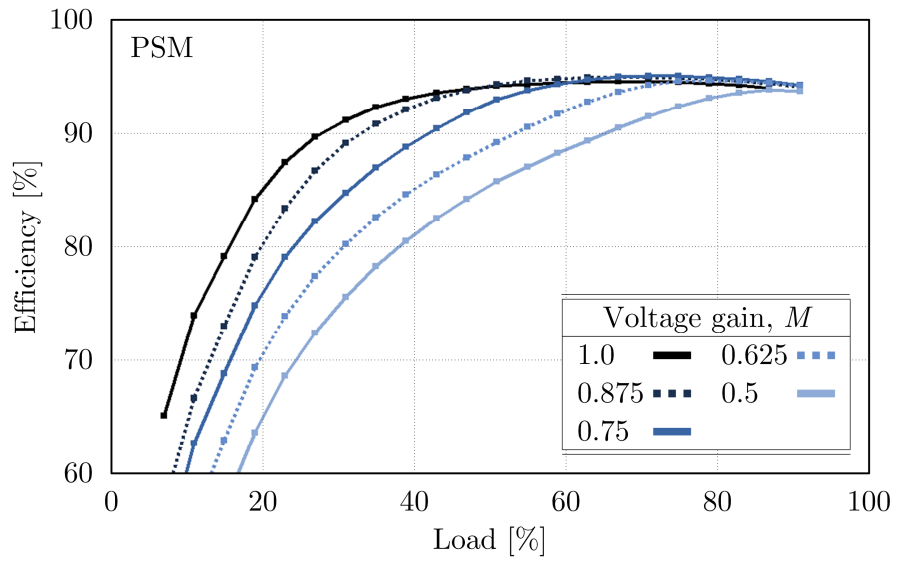
그림 3.25 실험으로부터 구한 다양한 변조 방법의 효율 곡선: (a)  $M = 0.5$ , (b)  $0.625$ , (c)  $0.75$ , (d)  $0.875$ , (e)  $1.0$

그림 3.26은 각 변조 방법의 특정 부하 조건(11%, 35%, 60%, 85%)에서 전달 효율을 최대 부하에 대해 표준화하여 도시하였다. 그림 3.26(a)에서 볼 수 있듯이 PSM의 경부하 효율은  $M$ 의 감소에 따라 급격하게 감소한다. 이는 기존의 PSM 방식의 효율이 동작 조건에 의해서 크게 영향을 받는다는 것을 의미한다. 따라서 PSM 방식을 이용하여 DAB 컨버터를 구동할 경우에는 정격 전압이  $M$ 이 최대한 1에 가깝도록 설계한 후  $M$ 의 변동을 최대한 줄여야 한다.

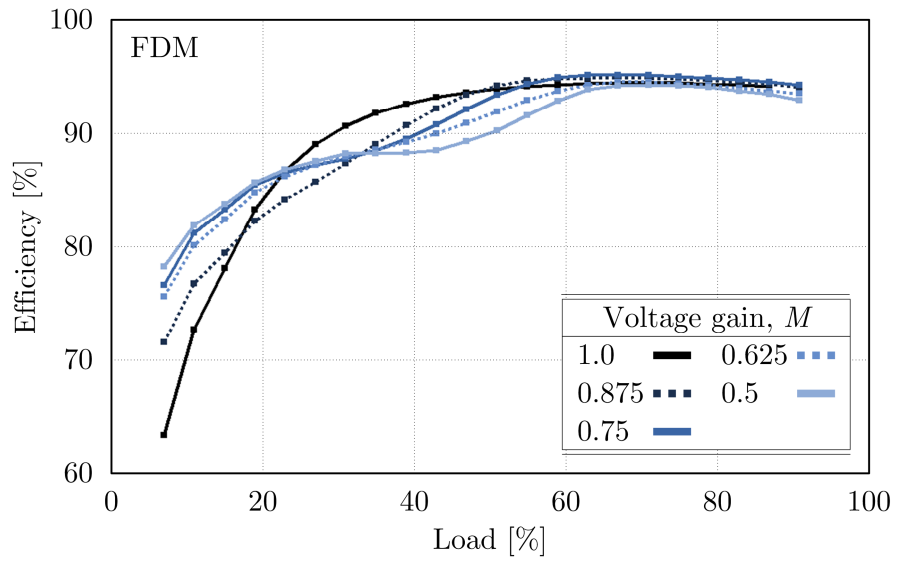
그림 3.26(b)는 제안한 변조 방법의 표준화된 효율 곡선을 보여준다. FDM 방법은  $M$ 의 변화에 대해서 비교적 균일한 효율 특성을 보이는 것을 알 수 있다. 특히 경부하 조건에서는  $M$ 이 작아질수록 높은 효율을 보이기도 한다. 따라서 FDM 방법을 이용하면 넓은 전압 범위에서 균일한 전달 효율을 보이기 때문에 컨버터의 정격을 설계하기가 용이하다.

최근에 널리 쓰이는 리튬-이온 배터리의 경우 일반적으로 충방전 전력량의 크기에 따라 기준 전압의 50%까지 변화하도록 사용한다. 따라서 제안된 방법은 배터리를 이용하는 ESS 시스템, 전기차 시스템 등의 넓은 전압 범위가 요구되는 분야에서 유리하게 쓰일 수 있다.

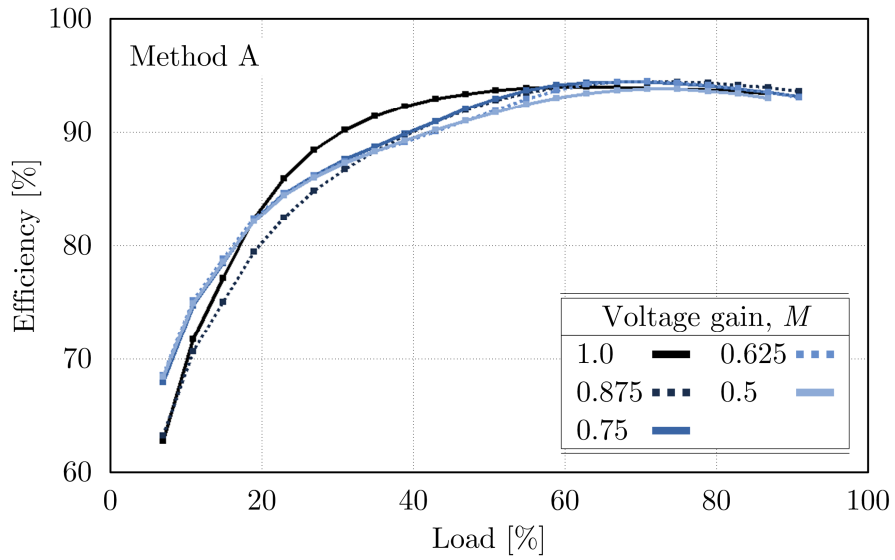
그림 3.26(c)와 (d)는 방법 A와 B의 표준화된 효율 곡선을 보여주고 있다. 방법 A의 경우 비교적 균일한 효율 특성을 보인다. 방법 B는 PSM 방식처럼  $M$ 의 감소에 따라 낮은 효율을 갖지만 PSM 방식에 비해서는 균일한 효율을 갖는다.



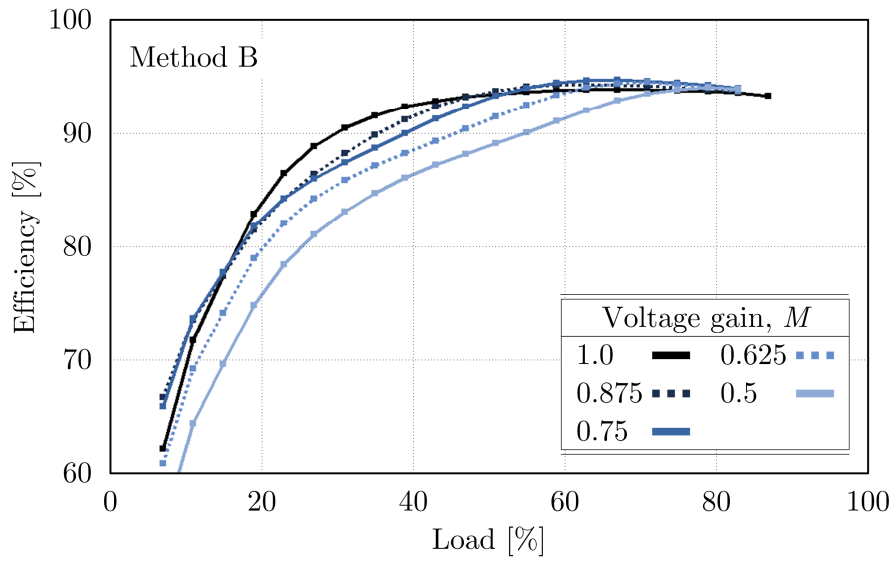
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.26 표준화된 효율 곡선: (a) PSM, (b) FDM, (c) 방법 A, (d) 방법 B

## 제 4 장 다중-주파수 모델링

제 2 장에서 설명하였듯이 DAB 컨버터의 인덕터 전류는 스위칭 주기 동안의 평균값이 0이기 때문에 기존의 SSA 방법을 적용할 수 없다 [61-64]. 한편 DAB 컨버터의 소신호 모델 또한 고주파 성분을 이용하여 수립할 수 있다 [65-68]. 본 장에서는 복소-평면에서 정의한 푸리에-급수를 이용하여 DAB 컨버터의 동특성 모델을 수립한다. 출력 전압의 기본파 성분과 2-고조파 성분, 인덕터 전류의 1-고조파 성분과 3-고조파 성분을 이용한 1차, 3차, 5차, 7차 모델의 방정식을 수립한 후에 이들의 개루프 특성을 비교한다.

이 중 5차 모델을 기반으로 하여 DAB 컨버터의 소신호 모델을 유도한다. 유도된 5차 소신호 모델의 정확성을 실험적으로 검증한 뒤 DAB 컨버터의 전압 제어기 설계 방법을 제시한다.

### 4.1 모델링 방법론

#### 4.1.1 복소 푸리에-급수

구간  $[t-T, t]$  내의 시간-영역 신호  $x(t)$ 는 푸리에-급수를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(\tau) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_l(t) e^{jl\omega_s\tau} \quad (4.1)$$

$\omega_s$ 는  $2\pi f_s$ 이고  $X_l(t)$ 는  $x(t)$ 의  $l$ -번째 복소 푸리에 계수이다. 복소 푸리에 계수는 다음 식을 이용하여 계산할 수 있다.



$$X_k(t) := F\{x(\tau)\} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\omega_s \tau} dt \quad (4.2)$$

$F\{\cdot\}$ 는 푸리에 변환을 의미한다. 다중-주파수 기법에서 사용될 주요 관계식은 복소 푸리에 계수 간의 곱과 푸리에 계수의 미분에 관한 식이다 [65]. 두 개의 신호  $x(t)$ 와  $y(t)$ 의 곱의 푸리에 계수는 다음 식을 이용하여 계산된다.

$$F\{x(t)y(t)\}_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_{k-i} Y_i \quad (4.3)$$

한편 복소 푸리에 계수는 시간에 대해 미분했을 때 다음의 관계를 갖는다.

$$\frac{dX_k}{dt} = F\left\{\frac{dx}{dt}\right\}_k(t) - jk\omega_s X_k \quad (4.4)$$

#### 4.1.2 DAB 컨버터의 다중-주파수 변수 정의

DAB 컨버터의 회로도를 그림 4.1에 다시 나타내었다. 입력 전압  $v_1$ 이 시스템의 입력 변수로 주어진다고 가정했을 때 시스템 내의 연속 상태-변수는 인덕터 전류  $i_L$ 과 출력 캐패시터 전압  $v_2$ 이다. 브릿지 회로의 동작 특성은 스위칭 신호  $s_1$ 과  $s_2$ 로 표현하였다.  $s_1$ 과  $s_2$ 는 그림 4.2와 같이 변조 변수  $d_1, d_2, \phi$ 에 의해서 결정된다.

연속 상태-변수  $i_L, v_2$ 와 스위칭 신호  $s_1$ 과  $s_2$ 의 조합에 의해서 불연속 신호  $u_1, u_2, i_{dc}$ 가 식 (4.5)에 의해서 결정된다.

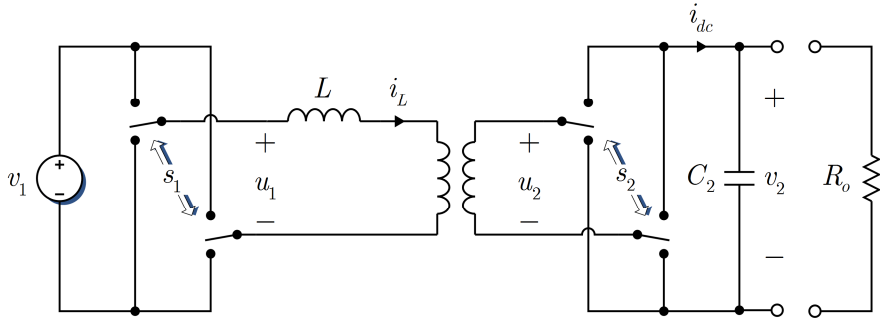


그림 4.1 간략화된 스위칭 모델로 나타낸 DAB 컨버터의 회로도

$$\begin{aligned}
 u_1(\tau) &= s_1(\tau)v_1 \\
 u_2(\tau) &= s_2(\tau)v_2(\tau) \\
 i_{dc}(\tau) &= s_2(\tau)i_L(\tau)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

연속 상태-변수  $i_L$ , 스위칭 신호  $s_1, s_2$ , 불연속 신호  $u_1, u_2$ 는 평균이 0이며 스위칭 반 주기마다 대칭 함수이기 때문에 1차, 3차, 5차 등의 홀수 고조파 성분만을 가지고 있다. 반면 연속 상태-변수  $v_2$ 와 불연속 신호  $i_{dc}$ 는 직류 성분을 포함한 정류 신호이기 때문에 0차, 2차, 4차 등의 짝수 고조파 성분만으로 표현이 가능하다. 본 장의 분석에서는 홀수 고조파 중 1차와 3차 성분, 짝수 고조파의 DC-성분과 2차 성분을 고려하여 총 7차의 모델을 기반으로 소신호 분석을 진행한다. 아래의 수식에서  $X_{i,j}$ 는  $x_i$ 의  $j$ -차 푸리에 계수를 의미한다. 또한  $X^R$ 과  $X^I$ 는 각각 푸리에 계수의 실수부와 허수부를 의미한다.

스위칭 신호  $s_1$ 과  $s_2$ 의 1차 및 3차 푸리에-급수는 식 (4.6)과 같이 변조 변수  $d_1, d_2, \phi$ 에 의해서 표현된다.  $s_2$ 를 기준으로 구간을 정의했기 때문에  $s_2$ 의 푸리에-급수의 실수부는 항상 0이다.

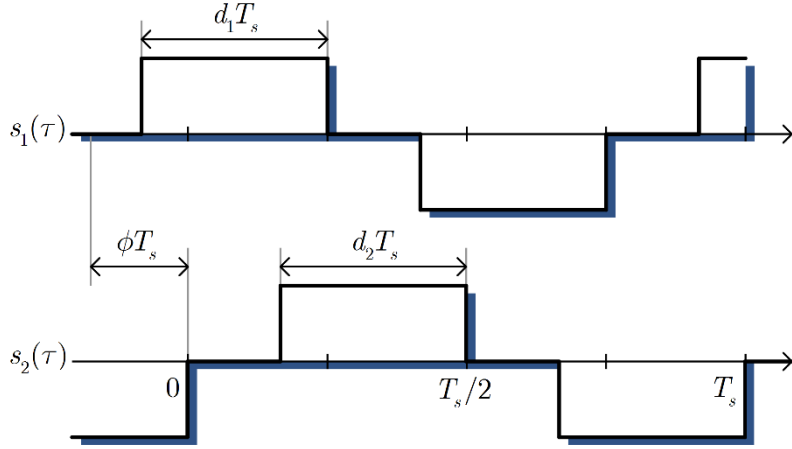


그림 4.2  $d_1, d_2, \phi$ 로 정의된 삼차원 스위칭 신호  $s_1$ 과  $s_2$ 의 시간-영역 파형

$$\begin{aligned}
 S_{1,1} &= S_{1,1}^R + jS_{1,1}^I = \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \sin \phi - j \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \cos \phi \\
 S_{1,3} &= S_{1,3}^R + jS_{1,3}^I = -\frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_1 \sin 3\phi + j \frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_1 \cos 3\phi \\
 S_{2,1} &= S_{2,1}^R + jS_{2,1}^I = 0 - j \frac{2}{\pi} \sin \pi d_2 \\
 S_{2,3} &= S_{2,3}^R + jS_{2,3}^I = 0 + j \frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_2
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

복수 푸리에-급수의 관계식 식 (4.3)을 이용하면 불연속 신호  $u_1$ 의 1차, 3차 푸리에-급수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 U_{1,1} &= F\{s_1(\tau)v_1\}_1 \\
 &= S_{1,1}v_1 \\
 &= S_{1,1}^Rv_1 + S_{1,1}^Iv_1 \\
 U_{1,3} &= F\{s_1(\tau)v_1\}_3 \\
 &= S_{1,3}v_1 \\
 &= S_{1,3}^Rv_1 + S_{1,3}^Iv_1
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

불연속 신호  $u_2$ 의 1차, 3차 푸리에-급수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
U_{2,1} &= F\{s_2(\tau)v_2(\tau)\}_1 \\
&= S_{2,-1}V_{2,2} + S_{2,1}V_{2,0} + S_{2,3}V_{2,-2} \\
&= (-jS_{2,1}^I)(V_{2,2}^R + jV_{2,2}^I) + (jS_{2,1}^I)V_{2,0} + (jS_{2,3}^I)(V_{2,2}^R - jV_{2,2}^I) \\
U_{2,3} &= F\{s_2(\tau)v_2(\tau)\}_3 \\
&= S_{2,3}V_{2,0} + S_{2,1}V_{2,2} \\
&= (jS_{2,3}^I)V_{2,0} + (jS_{2,1}^I)(V_{2,2}^R + jV_{2,2}^I)
\end{aligned} \tag{4.8}$$

$i_{dc}$ 의 0차, 2차 푸리에-급수는 식 (4.9)와 같다.

$$\begin{aligned}
I_{dc,0} &= F\{s_2(\tau)i_L(\tau)\}_0 \\
&= S_{2,0}I_{L,0} + S_{2,1}I_{L,1} + S_{2,-1}I_{L,-1} + S_{2,3}I_{L,3} + S_{2,-3}I_{L,-3} \\
&= 2(S_{2,1}^I I_{L,1}^I + S_{2,3}^I I_{L,3}^I) \\
I_{dc,2} &= F\{s_2(\tau)i_L(\tau)\}_2 \\
&= S_{2,-1}I_{L,3} + S_{2,1}I_{L,1} + S_{2,3}I_{L,-1} \\
&= (-jS_{2,1}^I)(I_{L,3}^R + jI_{L,3}^I) + (jS_{2,1}^I)(I_{L,1}^R + jI_{L,1}^I) \\
&\quad + (jS_{2,3}^I)(I_{L,1}^R - jI_{L,1}^I)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

#### 4.1.3 다중-주파수 방정식

식 (4.4)의 관계를 이용하면  $i_L$ 의 1차, 3차 푸리에-급수와  $v_2$ 의 0차, 2차 푸리에-급수의 전압 및 전류 방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\frac{dV_{2,0}}{dt} &= \frac{1}{C_2}(I_{dc,0} - V_{2,0}/R_o) \\
\frac{dV_{2,2}}{dt} &= -j2\omega_s V_{2,2} + \frac{1}{C_2}(I_{dc,2} - V_{2,2}/R_o) \\
\frac{dI_{L,1}}{dt} &= -rI_{L,1} - j\omega_s I_{L,1} + \frac{1}{L}(U_{1,1} - U_{2,1}) \\
\frac{dI_{L,3}}{dt} &= -rI_{L,3} - j3\omega_s I_{L,3} + \frac{1}{L}(U_{1,3} - U_{2,3})
\end{aligned} \tag{4.10}$$

식 (4.7), (4.8)과 (4.9)를 식 (4.10)에 대입하면 방정식은 각 급수의 실

수부와 허수부로 나누어 총 7개의 식으로 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned}
\frac{dV_{2,0}}{dt} &= -\frac{V_{2,0}}{R_o C_2} + \frac{1}{C_2} (2S_{2,1}^I I_{L,1}^I + 2S_{2,3}^I I_{L,3}^I) \\
\frac{dV_{2,2}^R}{dt} &= 2\omega_s V_{2,2}^I - \frac{V_{2,2}^R}{R_o C_2} + \frac{1}{C_2} (-S_{2,1}^I I_{L,1}^I + S_{2,1}^I I_{L,3}^I + S_{2,3}^I I_{L,1}^I) \\
\frac{dV_{2,2}^I}{dt} &= -2\omega_s V_{2,2}^R - \frac{V_{2,2}^I}{R_o C_2} + \frac{1}{C_2} (S_{2,1}^I I_{L,1}^R - S_{2,1}^I I_{L,3}^R + S_{2,3}^I I_{L,1}^R)
\end{aligned} \tag{4.11}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{L,1}^R}{dt} &= \omega_s I_{L,1}^I - \frac{r}{L} I_{L,1}^R + \frac{1}{L} (S_{1,1}^R v_1 - S_{2,1}^I V_{2,2}^I - S_{2,3}^I V_{2,2}^I) \\
\frac{dI_{L,1}^I}{dt} &= -\omega_s I_{L,1}^R - \frac{r}{L} I_{L,1}^I + \frac{1}{L} (S_{1,1}^I v_1 - S_{2,1}^I V_{2,0} + S_{2,1}^I V_{2,2}^R - S_{2,3}^I V_{2,2}^R) \\
\frac{dI_{L,3}^R}{dt} &= 3\omega_s I_{L,3}^I - \frac{r}{L} I_{L,3}^R + \frac{1}{L} (S_{1,3}^R v_1 + S_{2,1}^I V_{2,2}^I) \\
\frac{dI_{L,3}^I}{dt} &= -3\omega_s I_{L,3}^R - \frac{r}{L} I_{L,3}^I + \frac{1}{L} (S_{1,3}^I v_1 - S_{2,3}^I V_{2,0} - S_{2,1}^I V_{2,2}^R)
\end{aligned} \tag{4.12}$$

식 (4.11)과 (4.12)의 전압 및 전류 방정식을 이용하여 상태 방정식을 세울 수 있다. 상태 방정식의 상태-변수와 입력-변수는 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned}
x_7 &= [V_{2,0} \quad V_{2,2}^R \quad V_{2,2}^I \quad I_{L,1}^R \quad I_{L,1}^I \quad I_{L,3}^R \quad I_{L,3}^I]' \\
u &= v_1
\end{aligned} \tag{4.13}$$

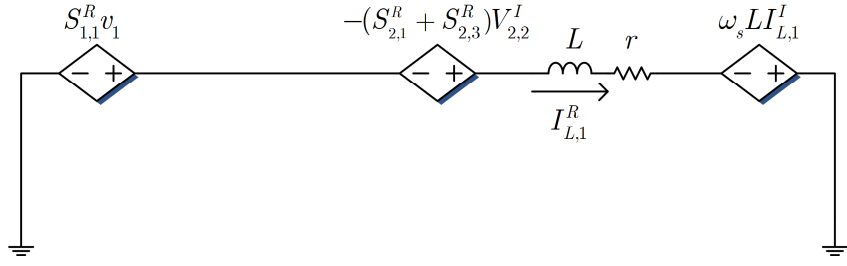
7차 모델의 상태 방정식 (4.14)의 상태-행렬  $\mathbf{A}_7$ 과 입력-행렬  $\mathbf{B}_7$ 은 식 (4.15)와 식 (4.16)에 표현하였다.

$$\frac{d}{dt} x_7 = \mathbf{A}_7 x_7 + \mathbf{B}_7 u \tag{4.14}$$

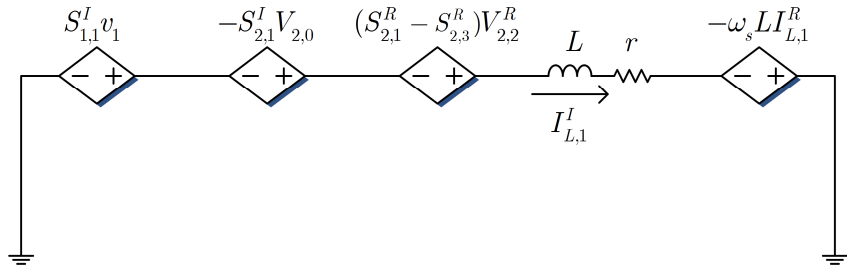
$$\mathbf{A}_7 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{13} & \mathbf{A}_{14} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{22} & \mathbf{A}_{23} & \mathbf{A}_{24} \\ \mathbf{A}_{31} & \mathbf{A}_{32} & \mathbf{A}_{33} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{41} & \mathbf{A}_{42} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{44} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_7 = [\mathbf{0} \quad \mathbf{B}_{13} \quad \mathbf{B}_{14}]' \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{11} &= -\frac{1}{R_o C_2}, & \mathbf{A}_{23} &= \frac{1}{C_2} \begin{bmatrix} 0 & -s_{2,1}^I + s_{2,3}^I \\ s_{2,1}^I + s_{2,3}^I & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{22} &= \frac{1}{C_2} \begin{bmatrix} -1/R_o & 2\omega_s C_2 \\ -2\omega_s C_2 & -1/R_o \end{bmatrix}, & \mathbf{A}_{24} &= \frac{1}{C_2} \begin{bmatrix} 0 & s_{2,1}^I \\ -s_{2,1}^I & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{33} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -r & \omega_s L \\ -\omega_s L & -r \end{bmatrix}, & \mathbf{A}_{32} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & -s_{2,1}^I - s_{2,3}^I \\ s_{2,1}^I - s_{2,3}^I & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{44} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -r & 3\omega_s L \\ -3\omega_s L & -r \end{bmatrix}, & \mathbf{A}_{42} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & s_{2,1}^I \\ -s_{2,1}^I & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{13} &= \frac{1}{C_2} \begin{bmatrix} 0 & 2s_{2,1}^I \end{bmatrix}, & \mathbf{A}_{31} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & -s_{2,1}^I \end{bmatrix}' \\ \mathbf{A}_{14} &= \frac{1}{C_2} \begin{bmatrix} 0 & 2s_{2,3}^I \end{bmatrix}, & \mathbf{A}_{41} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & -s_{2,3}^I \end{bmatrix}' \\ \mathbf{B}_{13} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} s_{1,1}^R & s_{1,1}^I \end{bmatrix} & \mathbf{B}_{14} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} s_{1,3}^R & s_{1,3}^I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.16)$$

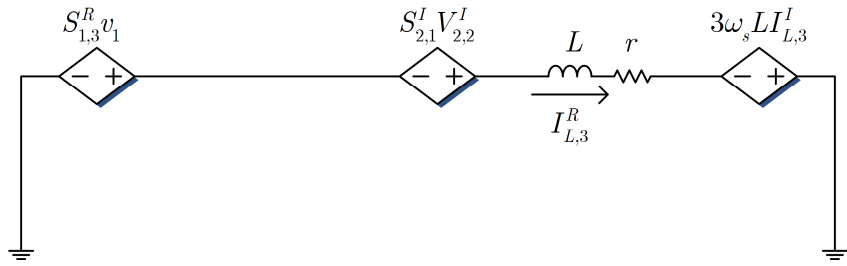
식 (4.14)의 7차 모델의 상태 방정식은 그림 4.3에 나타난 것처럼 등가 회로를 이용하여 표현할 수 있다.



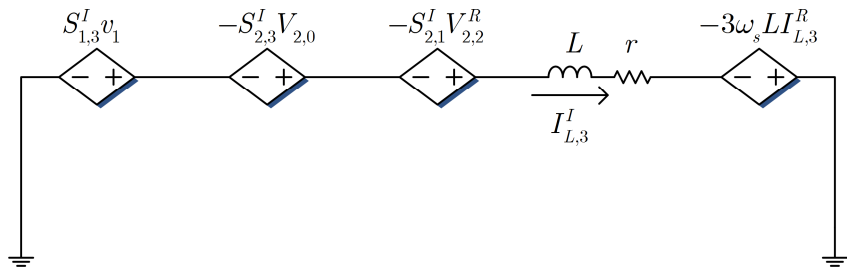
(a)



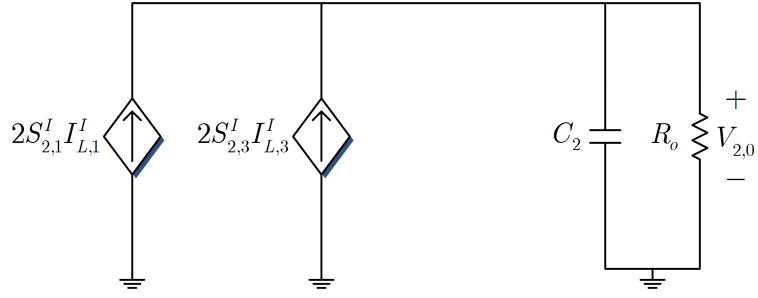
(b)



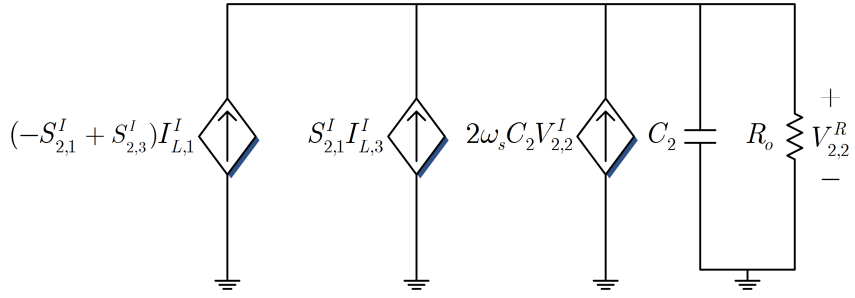
(c)



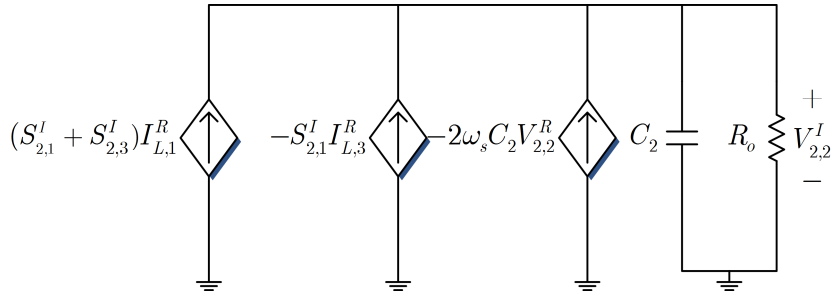
(d)



(e)



(f)



(g)

그림 4.3 푸리에 급수 기반 다중-주파수 모델의 등가회로: (a) 인덕터 전류 1-고조파 실수부 및 (b) 허수부, (c) 3-고조파 실수부 및 (d) 허수부, (e) 출력 전압 DC-성분, (f) 출력 전압 2-고조파 실수부 및 (g) 허수부





## 4.2 개루프 특성

식 (4.14)의 방정식은 출력 전압에 관한 3개의 상태-변수와 인덕터 전류에 관한 4개의 상태-변수를 기반으로 구성된 7차 방정식이다. 모델링의 복잡도는 상태-변수의 정의에 따라서 다양하게 구성할 수 있다. 이번 절에서는 앞서 정의한 7차 모델을 기반으로 모델링 차수에 따른 방정식을 간단히 정리한 후 각 모델의 개루프 특성을 비교한다.

### 4.2.1 1차, 3차, 5차 상태-공간 모델

#### 1차 시간-영역 모델 (TDA)

제 2 장에서 언급한 1차 모델은 다음의 출력 전압의 직류값만을 상태-변수로 삼는다.

$$x_1 = [V_{2,0}] \quad (4.17)$$

한편 출력 전압을 상태-변수로 삼을 경우 앞서 이용한 푸리에 성분을 이용한 방정식을 수립할 수 없다. 대신 1차 전압 방정식은 식 (2.4)를 기반으로 다음으로 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt}x_1 = -\frac{1}{R_o C_2}x_1 + \frac{\phi(1-\phi/\pi)}{2\pi L C_2 f_s}u \quad (4.18)$$

#### 3차 모델 (MFA3)

복소 푸리에-급수를 기반으로 인덕터 전류를 포함하여 방정식을 수립할 수 있다. 이 방법은 전류 정보가 상태-변수로 반영되기 때문에 전류에 대한 방정식이 포함된다는 특징이 있다. 3차 모델의 상태-변수는 다음

과 같이 정의 한다.

$$x_3 = \begin{bmatrix} V_{2,0} & I_{L,1}^R & I_{L,1}^I \end{bmatrix}' \quad (4.19)$$

3차 모델의 상태-공간 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_3 &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{13} \\ \mathbf{A}_{31} & \mathbf{A}_{33} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_3 &= \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{B}_{13} \end{bmatrix}' \end{aligned} \quad (4.20)$$

위 식의  $\mathbf{A}_{11}$ ,  $\mathbf{A}_{13}$ ,  $\mathbf{A}_{31}$ ,  $\mathbf{A}_{33}$ ,  $\mathbf{B}_{13}$ 은 식 (4.16)에 정의된 것과 동일하다.

### 5차 모델 (MFA5)

전압과 전류 정보를 간단히 적용한 3차 모델을 기반으로 전압 정보 혹은 전류 정보를 더함으로써 5차 모델을 구성할 수 있다. 전류의 3차 고조파 성분을 고려하여 5차 모델을 구성하도록 하며 상태-변수는 다음과 같이 정의한다.

$$x_5 = \begin{bmatrix} V_{2,0} & I_{L,1}^R & I_{L,1}^I & I_{L,3}^R & I_{L,3}^I \end{bmatrix}' \quad (4.21)$$

상태-공간 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_5 &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{13} & \mathbf{A}_{14} \\ \mathbf{A}_{31} & \mathbf{A}_{33} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{41} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{44} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_5 &= \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{B}_{13} & \mathbf{B}_{14} \end{bmatrix}' \end{aligned} \quad (4.22)$$

위 식의  $\mathbf{A}_{11}$ ,  $\mathbf{A}_{13}$ ,  $\mathbf{A}_{31}$ ,  $\mathbf{A}_{33}$ ,  $\mathbf{B}_{13}$ 은 식 (4.16)에 정의된 것과 동일하다.

### 4.2.2 개루프 정상-상태 특성

또한 위상-차이만을 이용한 일차원 변조 방식의 경우와 시비율을 모두 고려한 삼차원 변조 방식의 경우를 나누어 각 모델의 정확성에 대해서 논한다. 시뮬레이션 변수는 제 3 장에서 사용하였던 표 3.3에서 주어진 조건과 동일하게 주어지며 주요 변수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_1 &= 200 \text{ V}, & n &= 2 \\ f_s &= 50 \text{ kHz}, & L &= 100 \text{ } \mu\text{H}, & r &= 2 \\ R_o &= 30 \text{ } \Omega, & C_2 &= 100 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$

#### 위상-천이 변조

위상-천이 변조 방식에서는 시비율  $d_1$ 과  $d_2$ 를 0.5로 고정한 후 위상-천이만으로 제어를 수행한다. 그림 4.4는  $\phi = \pi/5$ 일 때 여러 상태-공간 모델의 정상-상태 파형을 보여준다. 그림 4.4(a), (b), (c)는 각각 인덕터 전류  $i_L$ , 출력 전압  $v_2$ , 출력 전류  $i_{dc}$ 를 보여준다. 검정색 실선은 스위치 모델을 기반으로 한 시뮬레이션 결과이다. 그림 4.4(a)에서 시뮬레이션 결과와 3차, 5차, 7차 모델의 결과를 비교해보면 전류의 기본파 성분만 고려한 3차 모델보다 3-고조파를 고려한 5차 및 7차 모델이 더 정확함을 알 수 있다. 한편 1차 모델은 전류 파형에 대한 정보를 가지고 있지 않다.

그림 4.4(b)는 출력 전압 파형과 함께 평균값을 표기하였다. 출력 전압 파형을 보면 각 모델의 차이를 더욱 극명하게 볼 수 있다. 7차 모델은 전압 정보에 대한 2-고조파 성분을 가지고 있기 때문에 전압 리플 성분을 포함하고 있다. 5차와 7차 모델의 전압 정보의 평균값은 스위치 모델의 결과와 거의 유사하게 나타난다. 5차와 7차 모델이 1% 미만의 오차를 보인다. 반면 1차와 3차 모델은 실제 전압 파형 결과와 약 5% 정도의 오차를 갖고 있는 것을 볼 수 있다.

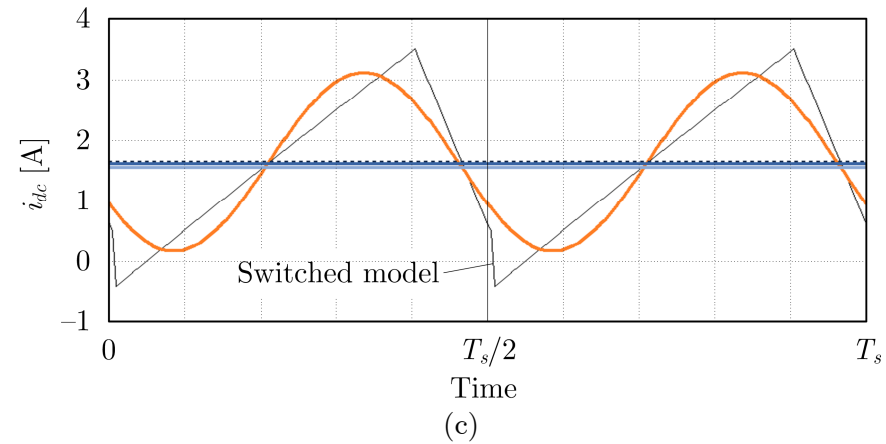
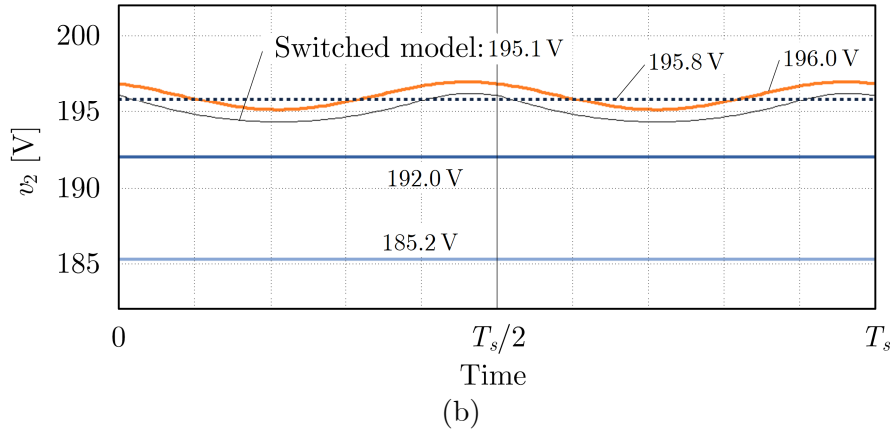
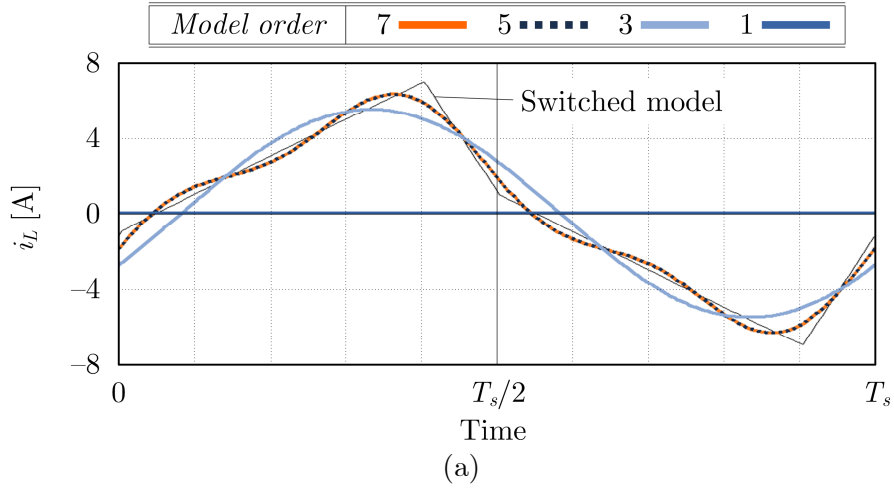


그림 4.4 1차, 3차, 5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 위상-천이 변조 DAB 컨버터의 개루프 정상-상태 파형: (a) 인덕터 전류,  $i_L$ , (b) 출력 전압,  $v_2$ , (c) 출력 전류,  $i_{dc}$

그림 4.4(c)는 출력 전류의 파형을 보여준다. 1차 모델은 위상과 입력 전압에 의해서 출력 전류의 값이 직접 결정된다. 7차 모델은 전류의 2-고조파 성분을 포함하고 있다. 그러나 스위치 모델의 전류 파형이 4차 이상의 고조파 성분도 많이 가지고 있기 때문에 7차 모델의 결과도 스위치 모델의 결과와 어느 정도의 차이를 가지고 있다.

### 삼차원 변조

삼차원 변조 특성을 비교하기 위해 컨버터의 변수는  $R_o = 60 \Omega$  을 제외하고 모두 그대로 적용하되 변조 신호는 다음과 같이 설정하였다.

$$d_1 = 0.2 \quad d_2 = 0.5 \quad \phi = \pi/5$$

1차 모델은 삼차원 변조 분석에 적용할 수 없기 때문에 결과에서 제외하였다.

그림 4.5(a)는 인덕터 전류 파형을 보여준다. 삼차원 변조에서, 특히 경부하 영역에서 스위치 모델 파형은 기본파 성분 외에도 고조파 성분을 많이 포함하고 있다. 따라서 전류의 기본파 성분만 고려한 3차 모델은 실제 전류 파형과 상당한 차이를 가지고 있다. 반면 3-고조파 성분을 포함한 5차와 7차 모델은 비교적 스위치 모델 파형과 근접한 결과를 보인다.

그림 4.5(b)의 전압 파형을 비교하면 3차 모델에 대비한 5차와 7차 모델의 정확도가 크게 드러난다. 3차 모델의 전압 평균값은 127.9 V로 스위치 모델의 평균값이 117.2 V에 비해 약 9% 이상의 오차가 발생한다. 이는 위상-천이 변조에서의 결과보다 큰 오차이다. 반면 7차 모델의 전압 파형의 평균값 및 리플의 크기는 스위치 모델의 파형과 거의 유사하다. 5차와 7차 모델의 전압 평균값은 1% 미만의 오차를 가지고 있다.

그림 4.4와 그림 4.5에서 비교할 수 있듯이 DAB 컨버터의 모델링은 삼차원 변조 방법을 적용했을 때 고차 모델의 정확도가 우수하게 드러난

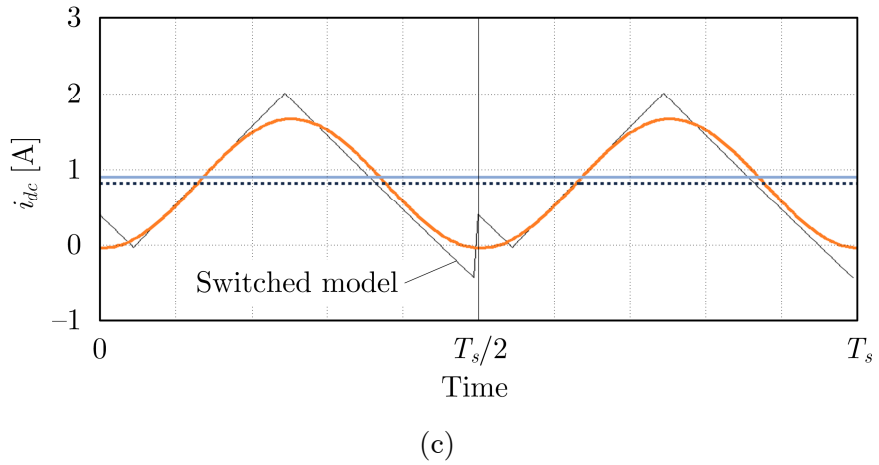
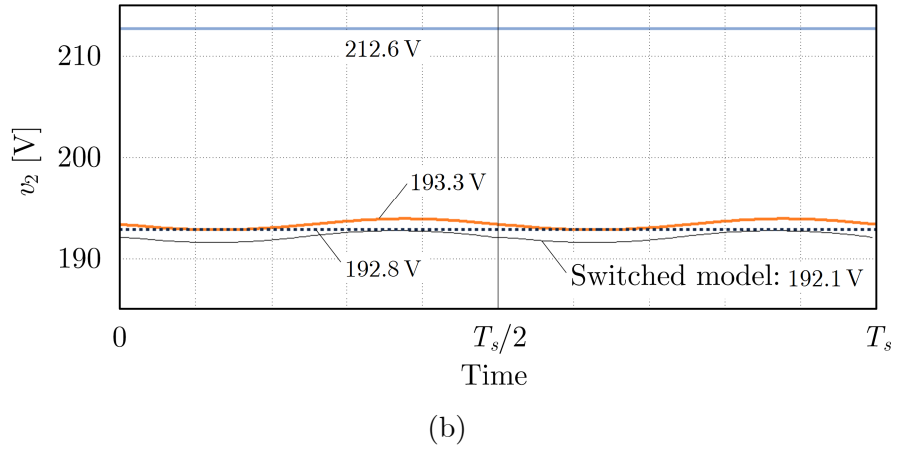
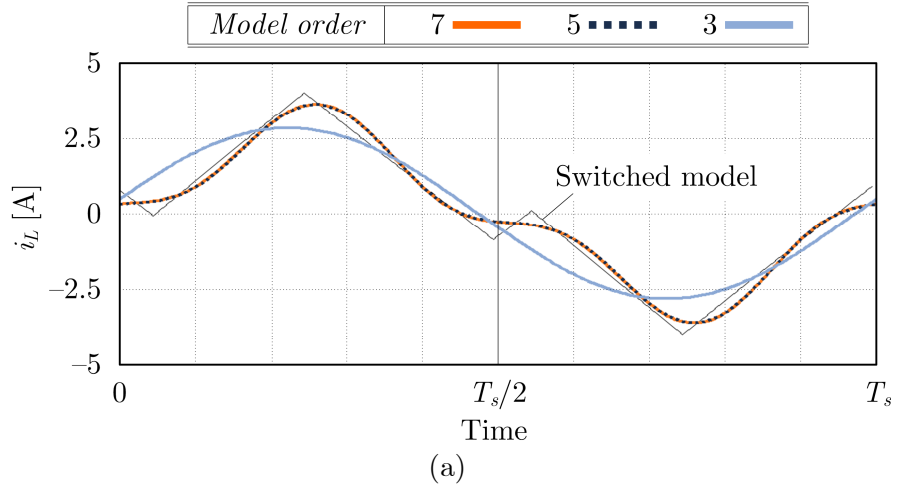


그림 4.5 1차, 3차, 5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 삼차원 변조 DAB 컨버터의 개루프 정상-상태 파형: (a) 인덕터 전류,  $i_L$ , (b) 출력 전압,  $v_2$ , (c) 출력 전류,  $i_{dc}$

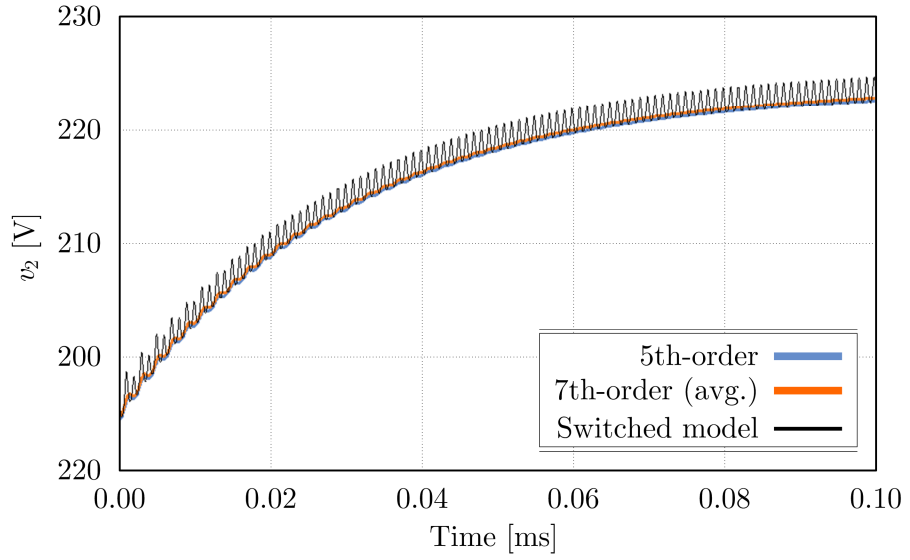
다. 1차 모델은 위상-천이 변조에서만 적용될 수 있는 한계가 있다. 3차 모델은 삼차원 변조 분석에서도 적용될 수 있지만 전류의 고조파 성분을 가지고 있지 않기 때문에 실제 동작 파형과 큰 차이를 가지고 있다. 반면 5차와 7차 모델은 모두 스위치 모델 결과와 거의 유사하게 전압 평균값을 계산한다. 또한 7차 모델의 경우 전압 리플 성분까지 모델링할 수 있다는 장점이 있다.

#### 4.2.3 개루프 응답 특성

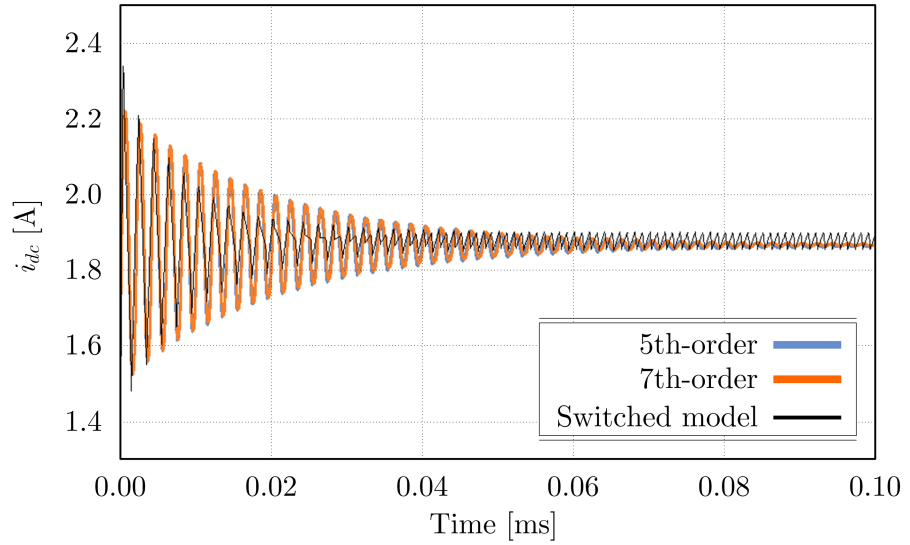
그림 4.6은 앞서 언급한 위상-천이 변조 조건일 때 입력 전압  $v_1$ 이 200 V에서 230 V로 증가할 때의 응답 특성이다. 검은색 실선은 스위치 모델의 결과이다. 출력 전압의 평균값은 약 229 V에서 263 V로 증가한다. 7차 모델은 평균값 즉 DC-성분을 나타내었다. 그림 4.6(a)의 5차 및 7차 모델의 출력 전압의 응답 특성은 정상-상태 평균값만 조금 차이가 날 뿐 스위치 모델과 거의 유사한 것을 볼 수 있다. 그림 4.6(b)는 출력 전류  $i_{dc}$ 의 DC-성분을 스위치 모델과 비교하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 평균값은 약 2-3% 가량 차이가 나지만 5차 및 7차 모델은 스위치 모델의 댐핑 특성을 거의 비슷하게 모사하는 것을 확인할 수 있다.

그림 4.7은 삼차원 변조 조건일 때 입력 전압이 위와 동일하게 200 V에서 230 V로 증가할 때의 응답 특성을 보여주고 있다. 앞선 경우와 마찬가지로 5차 및 7차 모델의 출력 전압 및 출력 전류의 응답 특성은 스위치 모델의 특성과 거의 유사하게 나타난다. 5차 모델은 전압의 리플 성분을 고려하고 있지 않지만 출력 전압의 응답 특성은 7차 모델과 거의 유사한 정확도를 지니고 있음을 알 수 있다.



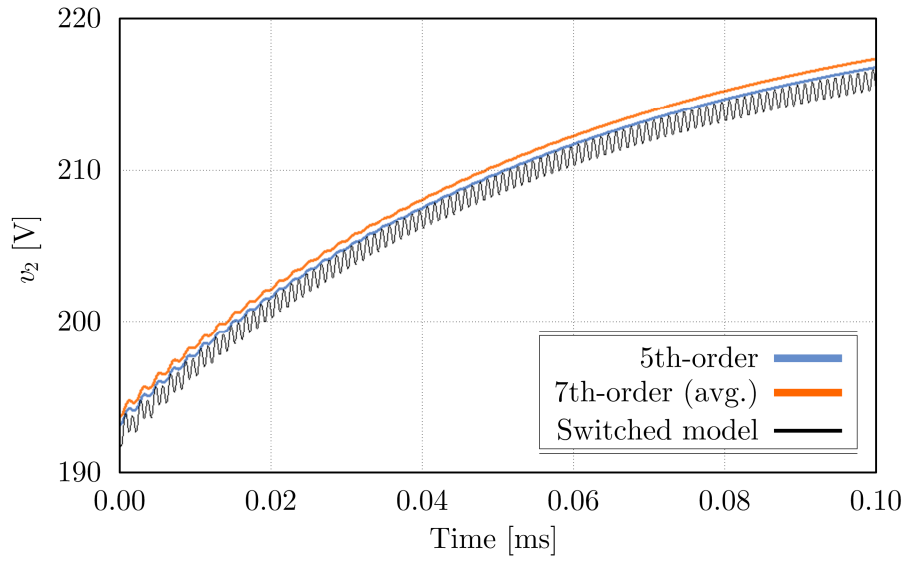


(a)

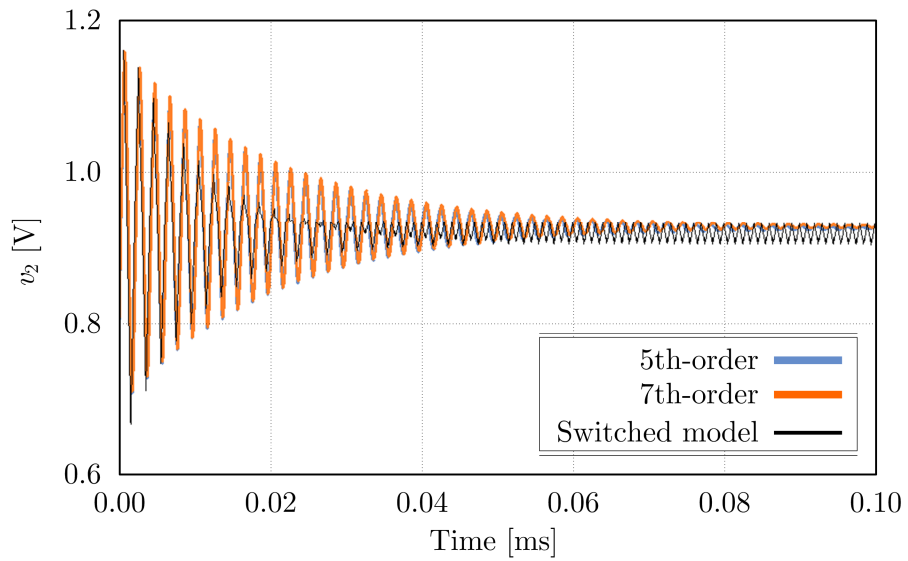


(b)

그림 4.6 5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 위상-천이 변조 DAB 컨버터의 개루프 응답 특성: (a) 출력 전압,  $v_2$ , (b) 출력 전류,  $i_{dc}$



(a)



(b)

그림 4.7 5차, 7차 모델을 기반으로 계산한 삼차원 변조 DAB 컨버터의 개루프 응답 특성: (a) 출력 전압,  $v_2$ , (b) 출력 전류,  $i_{dc}$



## 4.3 소신호 모델

### 4.3.1 5차 모델 상태 방정식

앞선 논의를 바탕으로 본 연구에서는 5차 모델을 이용하여 소신호 모델을 유도한다. 5차 모델의 상태-변수는 앞서 정의한 식 (4.21)과 같다. 전체 시스템의 상태 방정식은 다음의 식 (4.23)으로 정의한다.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}x &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x\end{aligned}\tag{4.23}$$

상태-행렬  $\mathbf{A}$  와 입력-행렬  $\mathbf{B}$  는 앞서 설명한 식 (4.22)와 같이 주어진다. 시스템의 출력은 출력 전압으로 다음과 같이 정의한다.

$$y = v_2\tag{4.24}$$

출력  $y$  를 위한 행렬  $\mathbf{C}$  는 식 (4.25)로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]\tag{4.25}$$

### 4.3.2 소신호 모델

앞선 논의를 바탕으로 본 연구에서는 5차 모델을 이용하여 DAB 컨버터의 소신호 모델을 유도한다. 5차 모델의 상태-변수와 출력-변수, 입력-변수는 다음으로 정의한다.

$$\begin{aligned}
x &= \begin{bmatrix} v_{2,0} & i_{L,1}^R & i_{L,1}^I & i_{L,3}^R & i_{L,3}^I \end{bmatrix}' \\
y &= v_2 \\
u &= v_1
\end{aligned} \tag{4.26}$$

상태-공간 방정식의 상태 행렬  $\mathbf{A}$ , 입력 행렬  $\mathbf{B}_0$ , 출력 행렬  $\mathbf{C}$  는 다음 식으로 다시 나타내도록 한다.

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -1/R_o C_2 & 0 & 2S_{2,1}^I/C_2 & 0 & 2S_{2,3}^I/C_2 \\ 0 & -r/L & \omega_s & 0 & 0 \\ -S_{2,1}^I/L & -\omega_s & -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r/L & 3\omega_s \\ -S_{2,3}^I/L & 0 & 0 & -3\omega_s & -r/L \end{bmatrix} \\
\mathbf{B}_0 &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & S_{1,1}^R & S_{1,1}^I & S_{1,3}^R & S_{1,3}^I \end{bmatrix}' \\
\mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.27}$$

앞서 정의한 식 (4.23)의 모델은 스위칭 변수가 시스템 행렬에 포함되어 있는 비선형 시스템이다. 스위칭 변수  $S_{1,1}$ ,  $S_{1,3}$ ,  $S_{2,1}$ ,  $S_{2,3}$ 은 변조 변수  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $\phi$ 에 의해서 결정된다. 세 개의 변조 변수 중 본 논문에서 제안한 변조 방법을 포함한 대다수의 DAB 컨버터의 동특성 제어는  $\phi$ 에 의해서 수행한다. 따라서  $d_1$ ,  $d_2$ 는 고정된 값을 가지거나  $\phi$ 에 비해 완변한다고 (slowly varying) 가정한다.

식 (4.6)에서 정의된 것과 같이 스위칭 변수 중  $S_{2,1}$ 과  $S_{2,3}$ 은  $d_2$ 에만 의존한다. 스위칭 변수  $S_{1,1}$ 과  $S_{1,3}$ 은  $d_1$ 과  $\phi$ 에 모두 의존한다. 따라서 소신호 모델을 유도하기 위한 추가적인 선형화 작업은  $S_{1,1}$ 과  $S_{1,3}$ 에 관계된 입력 행렬  $\mathbf{B}_0$ 와 입력-변수  $u$ 의 곱인 식 (4.28)에 대해서만 수행한다.

$$\mathbf{B}_0 u = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & S_{1,1}^R & S_{1,1}^I & S_{1,3}^R & S_{1,3}^I \end{bmatrix}' v_1 \tag{4.28}$$

스위칭 변수와  $v_1$ 의 곱에 섭동을 인가하여 다음과 같이 대신호 성분과

소신호 성분으로 나누어 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
S_{1,1}^R v_1 &= \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \sin 2\pi \phi \cdot v_1 \\
&= \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \sin 2\pi(\bar{\phi} + \phi') \cdot (\bar{v}_1 + v_1') \\
&= \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \sin 2\pi \bar{\phi} \cdot \bar{v}_1 \\
&\quad + \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \left( \sin 2\pi \bar{\phi} \cdot v_1' + \cos 2\pi \bar{\phi} \cdot \bar{v}_1 \cdot 2\pi \phi' \right)
\end{aligned} \tag{4.29}$$

동일한 계산 과정을 통해 스위칭 변수와  $v_1$ 의 곱의 소신호 성분을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
(S_{1,1}^R v_1)' &= \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \sin \bar{\phi} \cdot v_1' + \frac{2}{\pi} \cos \bar{\phi} \cdot \bar{v}_1 \cdot \phi' \\
(S_{1,1}^I v_1)' &= -\frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \cos \bar{\phi} \cdot v_1' + \frac{2}{\pi} \sin \bar{\phi} \cdot \bar{v}_1 \cdot \phi' \\
(S_{1,3}^R v_1)' &= -\frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_1 \sin 3\bar{\phi} \cdot v_1' - \frac{2}{\pi} \cos 3\bar{\phi} \cdot \bar{v}_1 \cdot \phi' \\
(S_{1,3}^I v_1)' &= \frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_1 \cos 3\bar{\phi} \cdot v_1' - \frac{2}{\pi} \sin 3\bar{\phi} \cdot \bar{v}_1 \cdot \phi'
\end{aligned} \tag{4.30}$$

$\phi$ 를 시스템의 입력-변수에 추가하면 입력-벡터  $u$  및 입력-행렬  $\mathbf{B}_0$ 의 소신호 특성에 관한 행렬  $\mathbf{B}$ 는 다음과 같이 정리된다.

$$\mathbf{B}u' = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \sin \bar{\phi} & \frac{2}{\pi} \bar{v}_1 \sin \pi d_1 \cos \bar{\phi} \\ -\frac{2}{\pi} \sin \pi d_1 \cos \bar{\phi} & \frac{2}{\pi} \bar{v}_1 \sin \pi d_1 \sin \bar{\phi} \\ -\frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_1 \sin 3\bar{\phi} & -\frac{2}{3\pi} \bar{v}_1 \sin 3\pi d_1 \cos 3\bar{\phi} \\ \frac{2}{3\pi} \sin 3\pi d_1 \cos 3\bar{\phi} & -\frac{2}{3\pi} \bar{v}_1 \sin 3\pi d_1 \sin 3\bar{\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1' \\ \phi' \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

### 4.3.3 위상-출력 전달 함수

입력  $v_1$ 과  $\phi$ 에 대한 출력  $v_2$ 의 전달 함수는 식 (4.27)과 (4.31)에 정의된  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ 를 이용하여 식 (4.32)로 계산할 수 있다.  $G_{vg}$ 는 입력-출력 전

달함수,  $G_{vp}$  는 위상-출력 전달 함수를 의미한다.

$$\mathbf{G}_v = \begin{bmatrix} G_{vg} \\ G_{vp} \end{bmatrix} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \quad (4.32)$$

그림 4.8은  $R_o$  가 200  $\Omega$ 일 때 앞서 설명한 5차 소신호 모델을 이용한 위상-출력전압 전달 함수를 도示하였다. 주파수 범위는 스위칭 주파수의 절반까지 한정하였다. 유도한 소신호 모델은 시뮬레이션을 통해서 구한 결과와 DC-게인 및 저주파 폴이 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 식 (4.33)은 그림 4.8의 위상-출력 전달 함수이다.

$$G_{vp} = G_0 \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{rz}}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_z \omega_{0,z}} + \left(\frac{s}{\omega_{0,z}}\right)^2\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_1 \omega_{0,1}} + \left(\frac{s}{\omega_{0,1}}\right)^2\right) \left(1 + \frac{s}{Q_3 \omega_{0,3}} + \left(\frac{s}{\omega_{0,3}}\right)^2\right)}$$

where

$$G_0 = 60.2 \text{ dB} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} \omega_p &= 7.4 \times 10^3 & \omega_{rz} &= 1.3 \times 10^5 \\ \omega_{0,1} &= 2\pi \times 5.0 \times 10^4 & \omega_{0,3} &= 2\pi \times 3 \times 5 \times 10^4 \\ Q_1 &= 7.9 & Q_3 &= 24 \\ \omega_{0,z} &= 2\pi \times 1.5 \times 10^5 \\ Q_z &= 2.7 \end{aligned}$$

식 (4.33)의 전달 함수는 5차 모델을 기반으로 했기 때문에 전달 함수의 차수 또한 5차로 주어지게 된다. 5차 모델을 적용한 이유는 DC-게인, 극점, 영점의 위치를 정확히 계산하기 위함이었다. 그러나 이로 인해 발생하는 스위칭 주파수 이상의 고주파 성분들은 실제 컨버터 설계에서는 고려하지 않아도 된다. 다음 절의 제어기 설계 부분에서는 고주파 성분들을 생략하고 컨버터 설계를 수행한다.

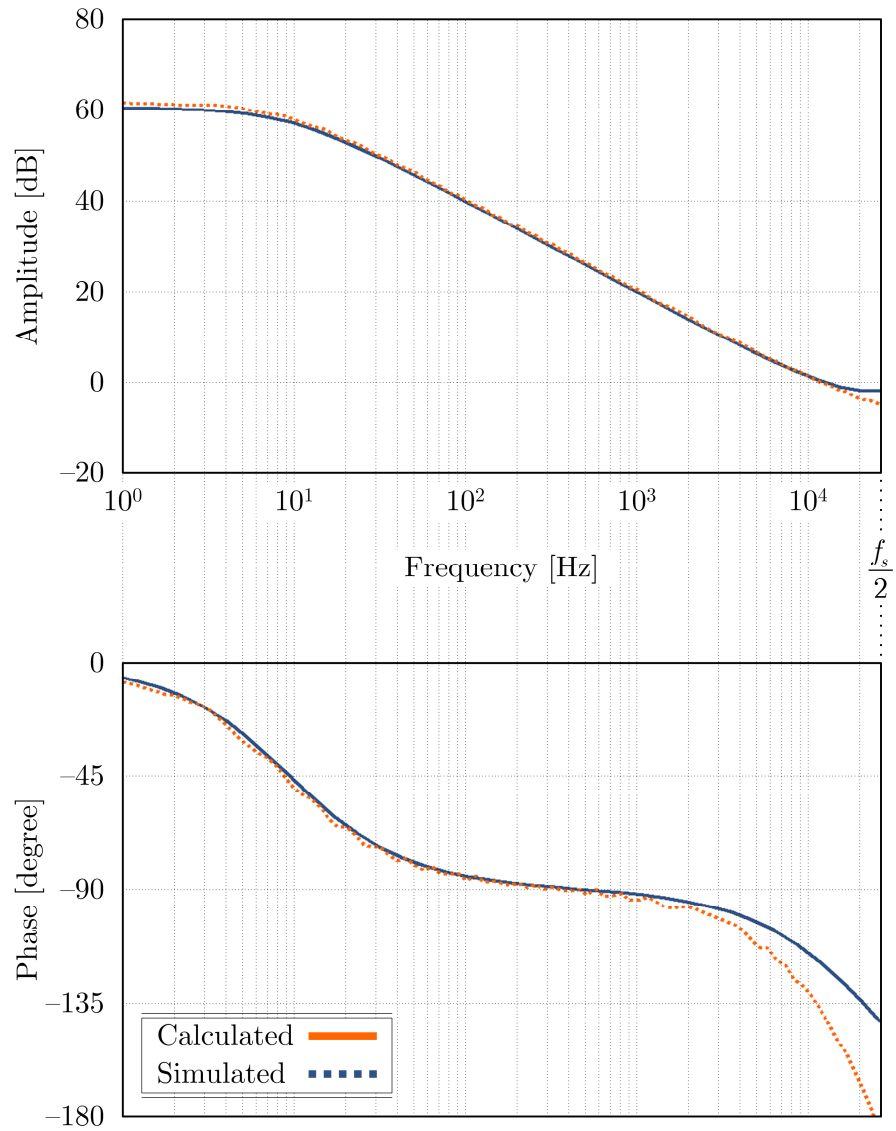


그림 4.8 5차 소신호 모델과 시뮬레이션을 통하여 구한 위상-천이 변조 DAB 컨버터의 위상-출력전압 전달 함수





## 4.4 제어기 설계

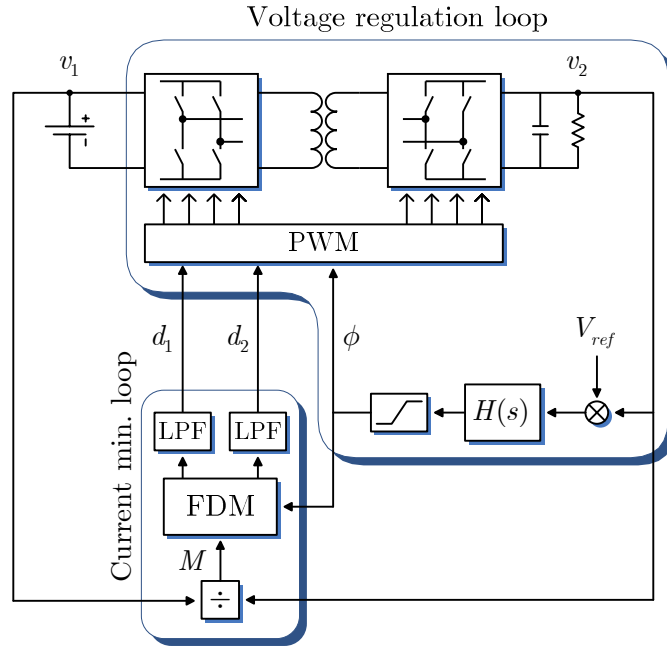
### 4.4.1 전압 제어기

제 3 장에서 제안한 FDM 방법은 삼차원 변조 방법이며 ( $d_1$ ,  $d_2$ ,  $\phi$ )를 모두 이용한다. FDM의 구현은 앞서 그림 3.9에서 보인 것과 같이 구성할 수 있으며 컨버터 회로를 포함한 전체 제어기의 구성도를 그림 4.9(a)에 나타내었다. 본 제어기의 목적은 이차단 출력 전압  $v_2$ 를 제어하는 것이다.

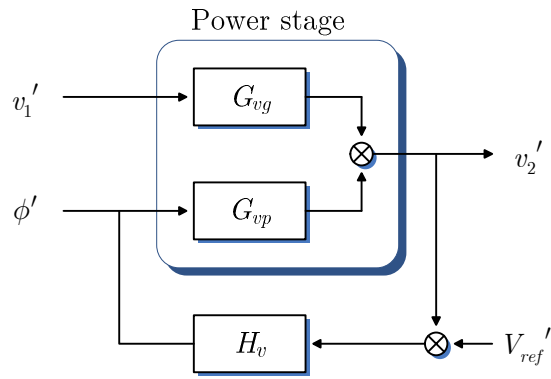
변조 방법을 포함한 제안한 제어기의 구조는 두 개의 루프로 구성되어 있다.  $v_2$ 의 동특성을 제어하기 위해서  $\phi$ 를 이용한다. 그림 3.8의 FDM 방법의 해를 살펴보면 부하의 증가에 따라  $\phi$ 가 단조적으로 증가한다. 따라서 기본적으로  $\phi$ 를 이용하여 순시 전압을 제어한다.

$d_1$ 과  $d_2$ 는 전류를 최소화하기 위하여 결정된다. 그림 4.9(a)에 나타난 ‘FDM’ 블록의 입력은 전압 비율  $M$ , 그리고 전압 제어를 위하여 결정된  $\phi$ 이다. 전류 최소화의 목적은 정상-상태에서의 효율을 극대화하기 위함이다. 따라서 동특성 제어를 위하여  $\phi$ 가 결정된 이후  $\phi$ 와 전압 비율  $M$ 을 기반으로 하여  $d_1$ 과  $d_2$ 를 계산한다. 이 때에 전압 제어기 루프와의 간섭을 방지하기 위하여 저역대-통과-필터(low pass filter, LPF)를 추가한다.

그림 4.9(b)는 전압 제어의 소신호 블록도를 보여준다. 앞서 설명한 것처럼  $d_1$ 과  $d_2$ 는 완변하는 변수라는 가정을 했기 때문에 소신호 모델 안에서는 상수로 주어진다. 출력 전압  $v_2$ 의 소신호 특성은 입력 전압에서 출력 전압까지의 전달 함수  $G_{vg}$ 와 위상에서 출력 전압까지의 전달 함수  $G_{vp}$ 에 의해 결정된다. 출력 전압의 오차는 전압 제어를 위한 보상기(compensator)  $H_v$ 를 통하여 제어된다.



(a)



(b)

그림 4.9 (a) 제안한 변조 방법의 제어기 구성도 (b) 전압 제어 소신호 블록도

#### 4.4.1 전압 제어 보상기 설계

전압 제어 보상기  $H_v$ 의 설계를 위하여 전압 및 부하 범위의 극점에서의 위상-출력 전달 함수를 그림 4.10에 도시하였다. 전압 비율  $M$ 이 0.5와 1.0, 최대 부하의 10%, 90%의 지점에서 총 4 개의 동작점에서 전달 함수를 계산하였다.

표 4.1에서 각 동작점에서 전달 함수의 주요 변수들을 정리하였다. 주파수의 범위를  $f_s/2$ 로 한정할 때 식 (4.33)의 DAB 컨버터의 전달 함수는 다음 식과 같이 근사할 수 있다.

$$G_{vp} = G_0 \frac{1 - s/\omega_{rz}}{1 + s/\omega_p} \quad (4.34)$$

$G_0$ 는 DC 이득,  $\omega_p$ 는 저주파 극점(pole),  $\omega_{rz}$ 는 고주파 우-반평면 (right-half-plane, RHP) 영점(zero)이다.

우선 DC 이득은 경부하 조건에서 더 커지며 동일한 부하 조건에서는  $M$ 이 클수록 커진다. 부하  $R$ 과  $C$  값에 의해서 결정되는 저주파 극점의 위치는 경부하 조건일 때 크게 감소하며  $M$ 이 0.5일 때보다  $M$ 이 1.0일 때 더 낮은 주파수에서 발생한다. 다음으로 RHP 영점은 부하  $R$ , 인덕턴스  $L$ , 선로 저항  $r$ 에 의해서 결정되는데, 부하가 클 때 더 낮은 곳에 위치한다.

전압 제어 보상기  $H_v$ 는 식 (4.35)처럼 적분기와 한 개의 극점과 영점을 이용하여 설계한다.

$$H_v = \frac{\omega_I}{s} \frac{1 + s/\omega_{z1}}{1 + s/\omega_{p1}} \quad (4.35)$$

$\omega_I$ 는 적분기 상수,  $\omega_{p1}$ 와  $\omega_{z1}$ 는 각각 보상기의 극점과 영점을 의미한다. 이들 각각의 역할과 설계 방법은 다음과 같다:

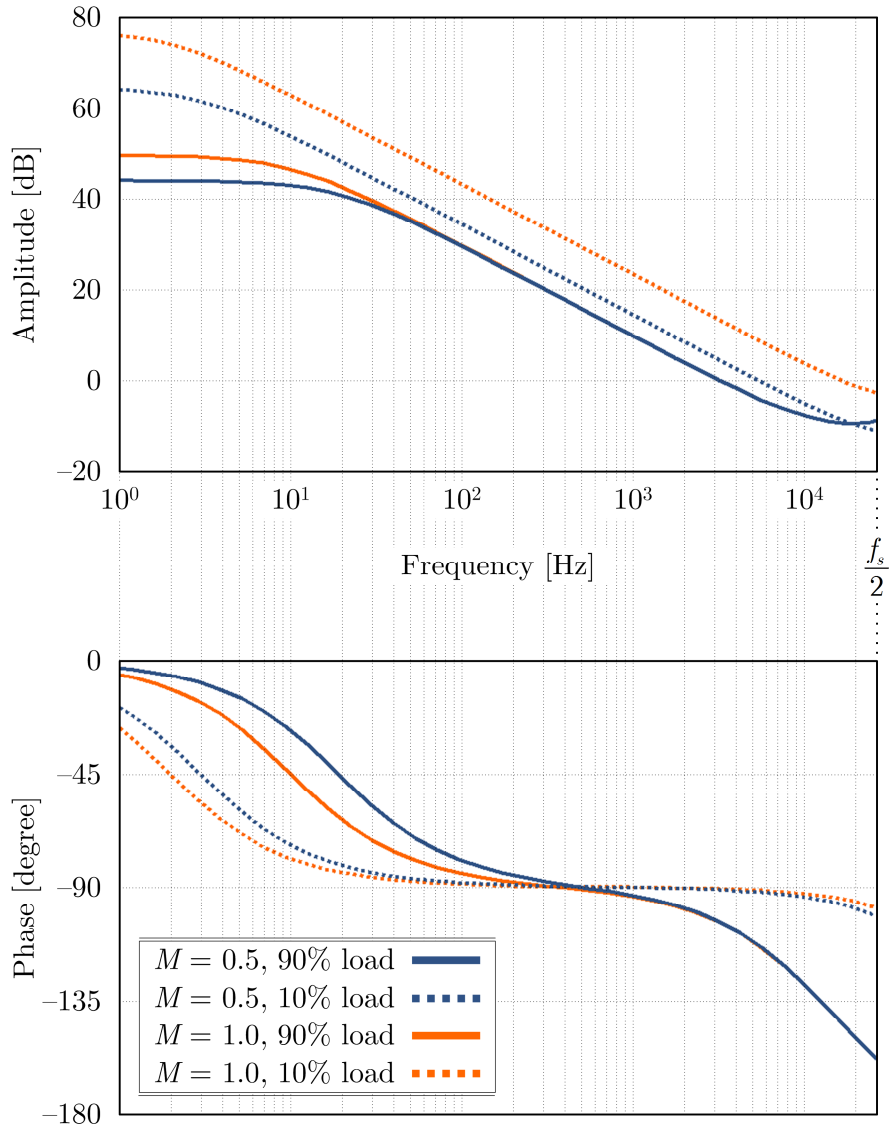


그림 4.10 전압 비율 및 부하 조건에 따른 위상-출력 전달 함수

표 4.1 여러 동작점에서 위상-출력 전달 함수의 주요 변수

$M$	Load	$G_0$ [dB]	$\omega_p$ [rad/s]	$\omega_{rz}$ [rad/s]
0.5	90%	44	119	$7.8 \times 10^4$
	10%	65	19	$2.2 \times 10^6$
1.0	90%	50	62	$7.8 \times 10^4$
	10%	77	12	$4.9 \times 10^6$

- 영점,  $\omega_{z1}$ : 전달-함수는 식 (4.34)에서와 같이 저주파 극점을 가지고 있기 때문에 위상이  $-90^\circ$ 도 감소하게 된다. 적분기로 인한 위상 감소를 고려했을 때 크로스-오버 (cross-over) 주파수에서 위상-마진(phase-margin)을 확보하기 위하여 영점을 적용한다. 영점의 위치는 저주파 극점  $\omega_p$  로 인한 위상 감소를  $-45^\circ$ 로 제한하도록 설계한다. 영점은 200 rad/s 로 설계하였다.
- 적분기,  $\omega_I$ : 적분기 상수의 값은  $\omega_{z1}$ 가 200 rad/s 일 때 그림 4.10의 모든 전달 함수가  $f_s/10$ 보다 작은 크로스-오버 주파수를 가질 수 있도록 한다.  $\omega_I$  가 커질수록 루프-게인의 대역폭이 넓어지고 DC 이득이 커져서 제어기의 제어 속도가 빨라진다. 그러나 또한  $\omega_I$  가 일정 이상으로 증가하게 되면 위상-마진 및 게인-마진이 줄어들어 제어기가 불안정해질 가능성이 있다. 적분기 상수  $\omega_I$ 는  $M = 1.0$ 인 10% 부하의 최악 조건을 기준으로 하여 20 rad/s 로 설계하였다.
- 극점,  $\omega_{p1}$ : 위상-출력 전달 함수는 고주파 대역에서 RHP 영점을 가지고 있다. RHP 영점은 전달 함수의 크기를 증가시켜 제어 루프의 게인-마진(gain-margin)을 감소시킨다. 따라서 보상기의 고

주파 대역에 극점을 위치시켜 RHP 영점으로 인한 게인-마진 감소를 방지한다. 고주파 극점  $\omega_{pi}$ 는 컨버터의 RHP 영점으로 인한 게인 증가를 상쇄하기 위해  $8 \times 10^4$  rad/s 로 설계하였다.

위 설계 방법을 기반으로 한 전압 제어 보상기는 식 (4.36)과 같으며, 보상기를 적용했을 때 위상-출력 전달 함수의 루프-게인은 식 (4.37)로 계산할 수 있다.

$$H_v = 8 \times 10^3 \frac{s + 2 \times 10^2}{s(s + 8 \times 10^4)} \quad (4.36)$$

$$T_v = G_{vd} H_v \quad (4.37)$$

그림 4.11은 전압 및 부하 조건에 따른 위상-출력 전달 함수의 루프-게인을 보여주고 있다. 최대 크로스-오버 주파수는 3.6 kHz 이다. 위상-마진과 게인-마진은 모든 경우에 각각 45도 이상, 20 dB 이상을 갖는다.

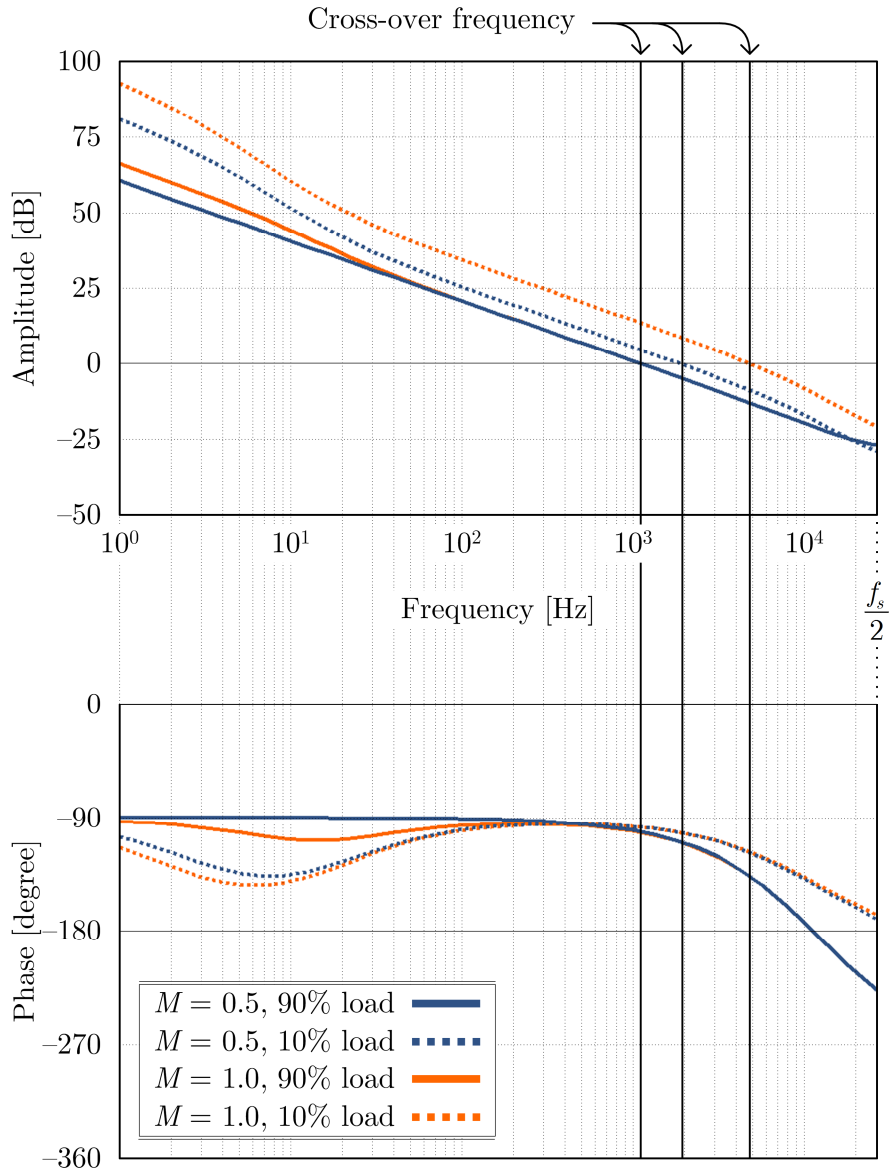


그림 4.11 설계된 전압 제어 보상기를 적용했을 때의 전압 및 부하 조건에 따른 루프-게인





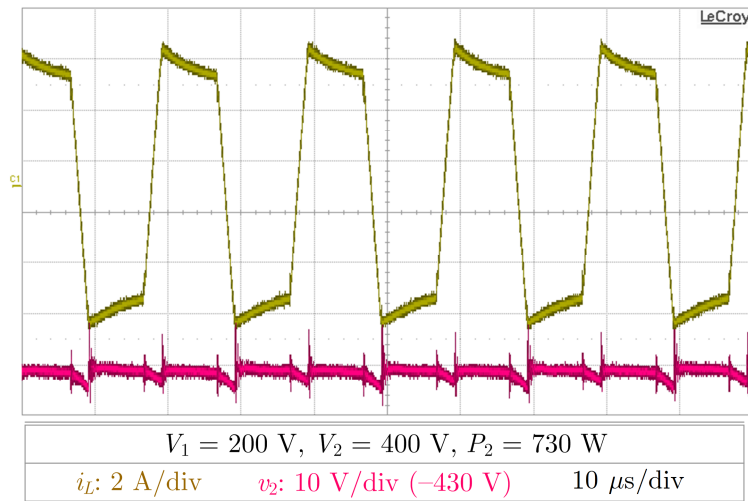
## 4.5 실험 결과

### 4.5.1 정상-상태 실험 결과

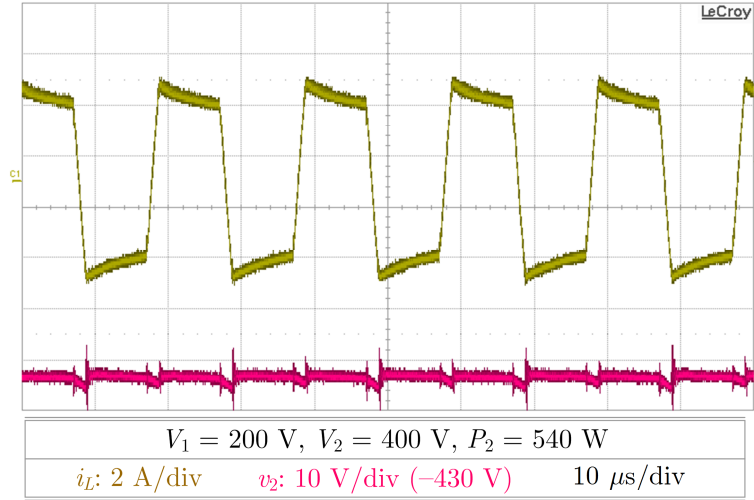
그림 4.12는  $M$  이 1.0일 때 여러 부하 조건에서 설계한 제어기를 적용했을 때의 FDM 방법의 정상-상태 파형을 보여준다. 인덕터 전류  $i_L$ 의 파형과 출력 전압  $v_2$ 의 파형을 도시하였다. 그림 4.12(a), (b), (c)는 각각 출력 전력이 730, 540, 170 W 일 때의 정상-상태 파형을 보여준다.

설계한 전압 제어 보상기는 적분기, 저주파 영점, 고주파 극점으로 구성되어 있다. 그림 4.13은 이 중 적분기와 저주파 영점은 그대로 적용하되 고주파 극점을 이용하지 않았을 때의 컨버터의 정상-상태 제어 성능을 보여주고 있다. 극점이 이용되지 않는다면 극점으로 인한 계인-마진 확보 효과가 줄어들게 된다.

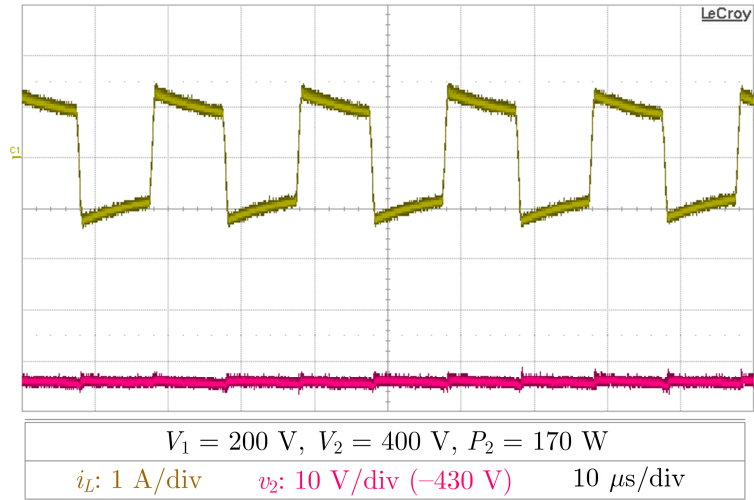
그림 4.13(a), (b)는 각각 그림 4.12의 (a), (c)와 동일한 조건에서 동작한 파형이다. 전압 파형에서는 컨버터의 동작 불안정성을 확연히 드러나지 않지만 전류 파형을 보면 정상-상태에서도 불안정하게 동작하는 것을



(a)



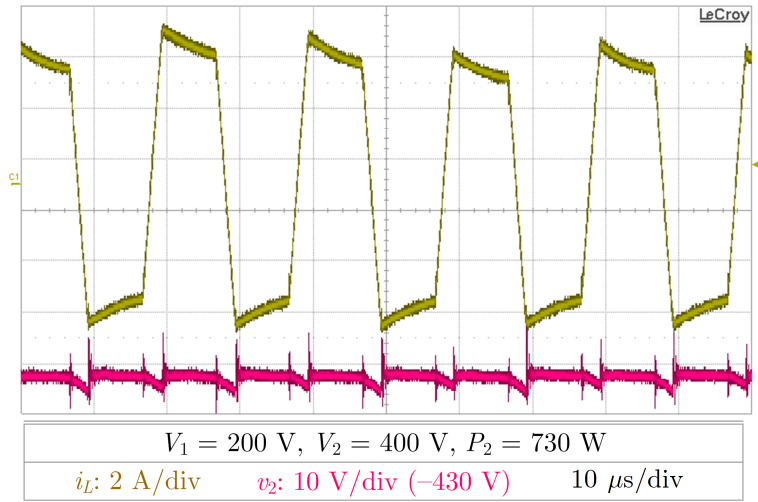
(b)



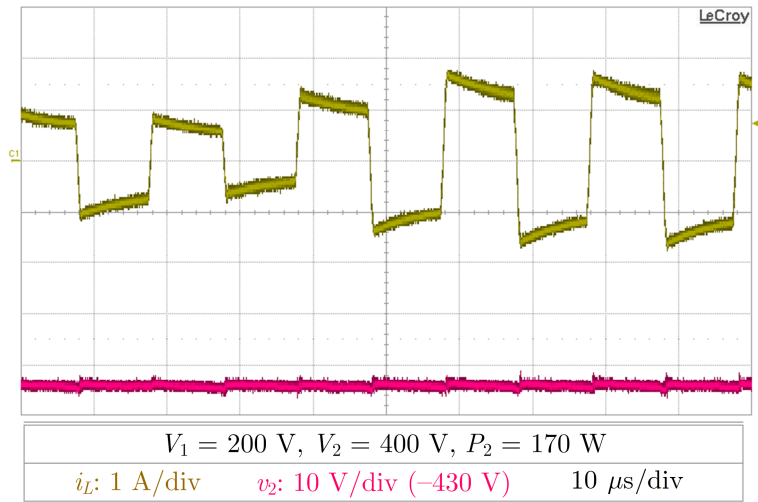
(c)

그림 4.12  $v_2 = 200 \text{ V}$  ( $M = 0.5$ )일 때 전압 제어기의 정상-상태  $i_L$  과  $v_2$   
실험파형: (a) 730 W, (b) 540 W, (c) 170 W

볼 수 있다. 특히 그림 4.13(a)와 (c)를 서로 비교해보면 그림 4.13(c)에  
서의 불안정한 정도가 훨씬 심하다는 것을 확인할 수 있다. 이는 앞서  
설명한 것처럼 경부하에서 제어 성능이 안 좋게 나오기 때문에 전압 제  
어기의 설계에 의한 영향을 더 크게 받게 된다.

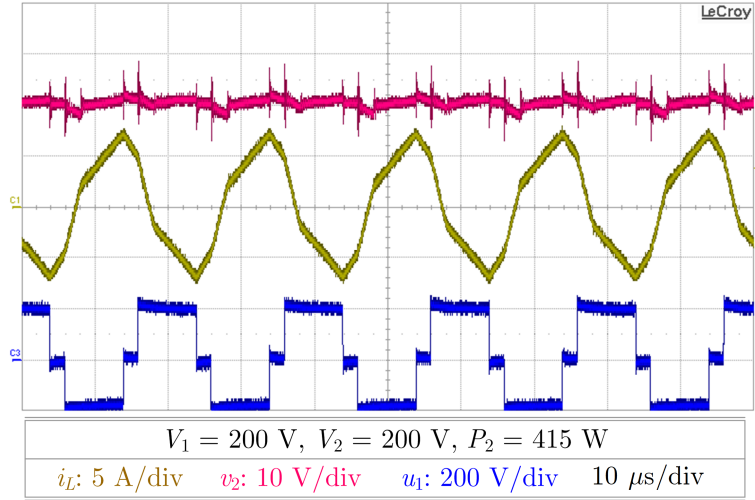


(a)

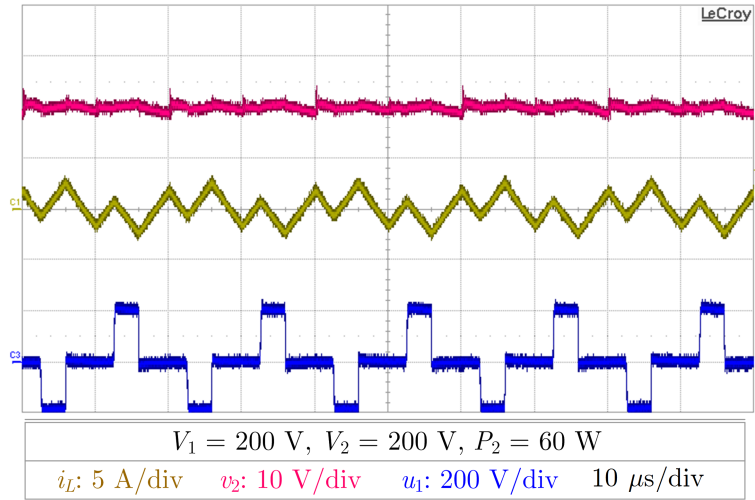


(b)

그림 4.13  $v_2 = 200 \text{ V}(M = 0.5)$ 인 조건에서 전압 제어기의 극점을 적용하지 않았을 때 정상-상태  $i_L$  과  $v_2$  실험파형: (a) 730 W, (b) 170 W



(a)



(b)

그림 4.14  $v_2 = 200 \text{ V}$  ( $M = 0.5$ )일 때 전압 제어기의 정상-상태  $i_L$  과  $v_2$   
실험파형: (a) 415 W, (b) 60 W

다음으로 그림 4.14는  $M = 0.5$ 일 때의 정상-상태 동작 파형이다.  $i_L$  과  $v_2$ 에 일차단 브릿지 전압  $u_1$ 을 추가로 도시하였다. 그림 4.14(a)와 (b)는 각각 출력 전력이 415 W 와 60 W 일 때의 파형이다. 제 3 장에서 제안한 FDM 방법은  $M = 1.0$ 인 조건에서는 부하에 상관없이  $d_1$ 이 항상 0.5를 유지한다. 반면  $M$  이 1보다 작은 경우에는 부하에 따라서  $d_1$ 이 결정되게

된다. 파란색의 파형에서 볼 수 있듯이 부하가 감소했을 때  $d_1$ 도 동시에 줄어들며 두 경우 모두 안정적으로 동작하는 것을 확인할 수 있다.

한편 앞서 전압 제어기의 구성에 관한 설명에서  $d_1$ 과  $d_2$ 는 완변하는 변수라고 가정하였다. 그림 4.15는 이러한 가정과 반대로  $d_1$ 이  $\phi$ 의 변화에 따라서 순시적으로 정해지도록 제어기를 설계했을 때의 실험 파형을 보여준다. 즉 그림 4.9의 제어 블록도에서 FDM 블록과 관계된 LPF가 적용되지 않았을 때의 실험 결과이다.

그림 4.15의  $u_1$  파형을 보면  $d_1$ 이 계속해서 진동하며 변하는 것을 확인할 수 있다. 이는  $\phi$ 를 이용한 전압 제어 루프와 전류 최소화를 위한  $d_1$ ,  $d_2$ 에 관한 루프가 서로 간섭을 일으키기 때문이다. 그림 4.15와 같은 불안정성을 제거하기 위해서 전류 최소화 루프의 대역폭을 전압 제어기의 대역폭보다 작게 해야 한다. 본 실험에서는 50 Hz의 대역폭을 지닌 LPF를 이용하였다.

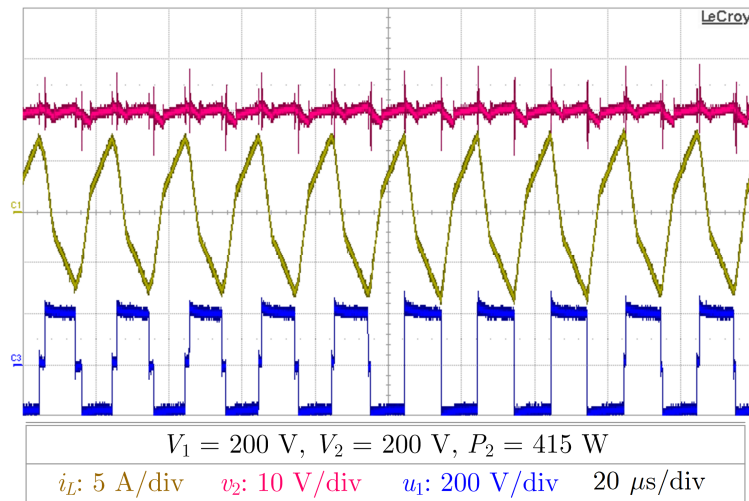


그림 4.15 루프 간 간섭 방지를 위한 대역폭 분리를 하지 않았을 때 실험 파형

#### 4.5.1 응답-특성 실험 결과

그림 4.16은  $M$ 이 1.0일 때 출력 전력이 170 W 에서 730 W 로 증가했을 때 응답 특성 실험 파형을 보여준다. 출력 전력은 3 V 가량 감소한 뒤에 2 ms 이내에 다시 출력 전압인 400 V 로 복귀한다.  $M$ 이 1.0일 때는  $d_1$ 과  $d_2$ 가 0.5로 고정된 후  $\phi$ 만으로 제어를 한다.

그림 4.17은  $M$ 이 0.5일 때의 응답 특성 실험 파형을 보여준다.  $\phi$ 는 전압 제어를 수행하기 위해서 결정되며  $d_1$ 은 루프 간섭을 피하기 위해서 LPF 를 거쳐서 제어된다. 경부하에서 중부하로 부하가 증가했을 때에도  $d_1$ 은 천천히 변하기 때문에 전압 추정 속도가 비교적 느리게 된다. 부하 증가 이후 약 15 V 의 전압 감소를 확인할 수 있다. 출력 전압이 정상-상태에 도달하는 시간은 최소 10 ms 이상이 소요되었다. 이처럼  $d_1$ 과  $\phi$ 가 동시에 변하는 경우에는 루프 간 간섭을 피하기 위해서 전압 제어 성능이 저하되는 것을 확인하였다.

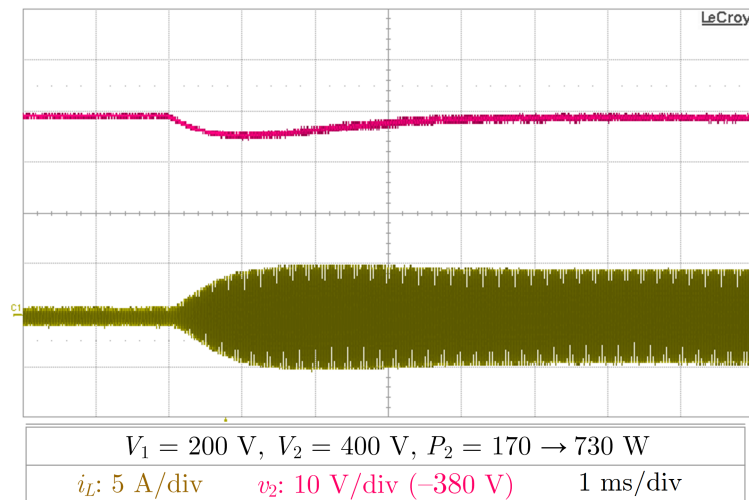
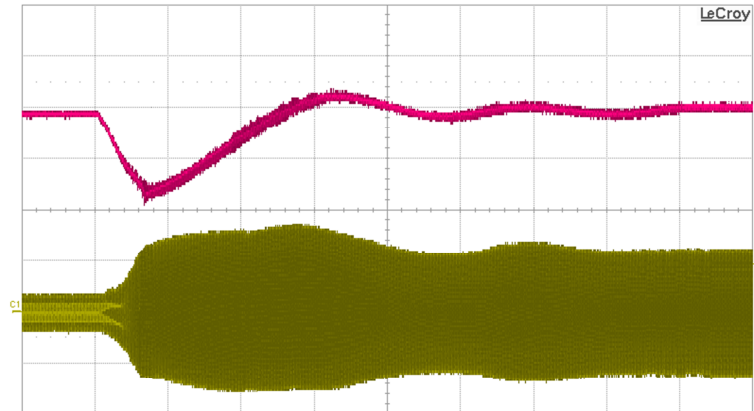


그림 4.16  $M = 1.0$ 일 때 부하 증가 응답 특성



$V_1 = 200 \text{ V}, V_2 = 200 \text{ V}, P_2 = 60 \rightarrow 415 \text{ W}$		
$i_L$ : 5 A/div	$v_2$ : 10 V/div (-180 V)	2 ms/div

그림 4.17  $M = 0.5$ 일 때 부하 증가 응답 특성





## 제 5 장 변압기 설계 변수 최적화

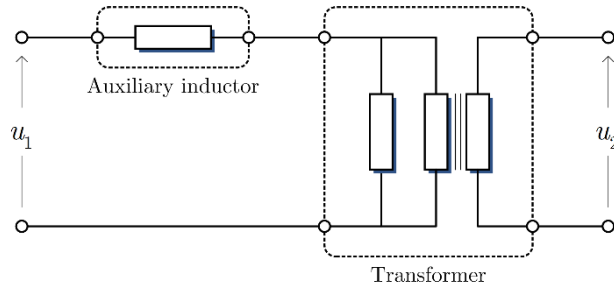
본 장에서는 DAB 컨버터에서 가장 중요한 수동 소자인 절연형 고주파 변압기의 설계에 관하여 논한다. DAB 컨버터는 변압기의 직렬 인덕턴스를 에너지 전달 매커니즘으로 이용하기 때문에 직렬 인덕턴스의 값이 매우 중요하다. 한편 앞선 제 2 장의 변조 방법, 제 4 장의 소신호 모델에 관한 분석에서 변압기의 자화 인덕턴스는 이상적으로 무한대인 것으로 가정하였다. 그러나 실제 변압기의 자화 인덕턴스는 직렬 인덕턴스의 수 배에서 수백 배 사이의 값을 가지고 있다. 실질적인 자화 인덕턴스의 영향은 소프트-스위칭 특성과 도통 손실 특성에 반영된다 [69], [70].

본 장에서는 자화 인덕턴스를 고려한 T-모델의 변압기 등가 회로를 이용하여 DAB 컨버터의 동작 특성을 논한다 [71]. 주요한 손실 특성인 스위칭 손실과 도통 손실 측면에서 변압기 설계 변수가 미치는 영향에 관하여 분석한 후에 이를 기반으로 효율-최적화 관점에서의 변압기 설계 방안을 제시한다. 나아가 다수의 인덕터와 변압기 샘플을 이용하여 DAB 컨버터의 효율 변화를 검증한다.

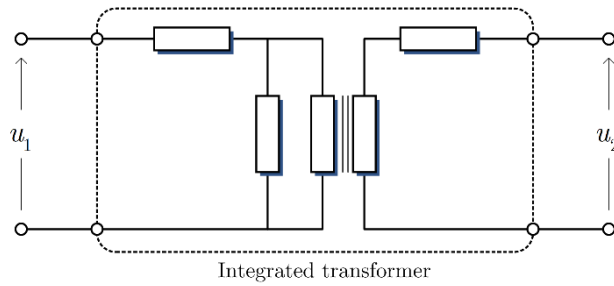
### 5.1 변압기 모델

#### 5.1.1 실질적인 변압기 모델

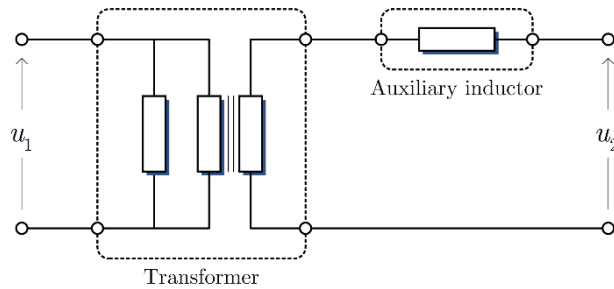
DAB 컨버터의 변압기는 절연 및 전압 비율 조정을 제공할 뿐만 아니라 에너지 전달 메커니즘에 직접적으로 관여한다. 따라서 변압기 단계의 직렬 인덕턴스는 DAB 컨버터의 중요한 설계 요소 중 하나이다. 실질적인 컨버터 설계를 고려했을 때 DAB 컨버터의 절연형 자성 소자는 다양



(a)



(b)



(c)

그림 5.1 DAB 컨버터의 변압기 구현 방법: (a) 일차단 추가 인덕터, (b) 통합형 변압기, (c) 이차단 추가 인덕터

한 방법을 통해 구현할 수 있다. 그림 5.1은 다양한 구현 방법에 대한 예시를 보여주고 있다.

그림 5.1(a)와 (c)는 별도의 코어를 이용한 추가적인 인덕터를 각각 변압기의 일차단과 이차단에 연결한 구조이다. 인덕터의 값을 비교적 정확히 예측하여 설계할 수 있다는 장점이 있지만 두 개의 독립된 수동 소자가 요구된다. 이에 반해 그림 5.1(b)는 변압기 코어의 누설 인덕턴스를

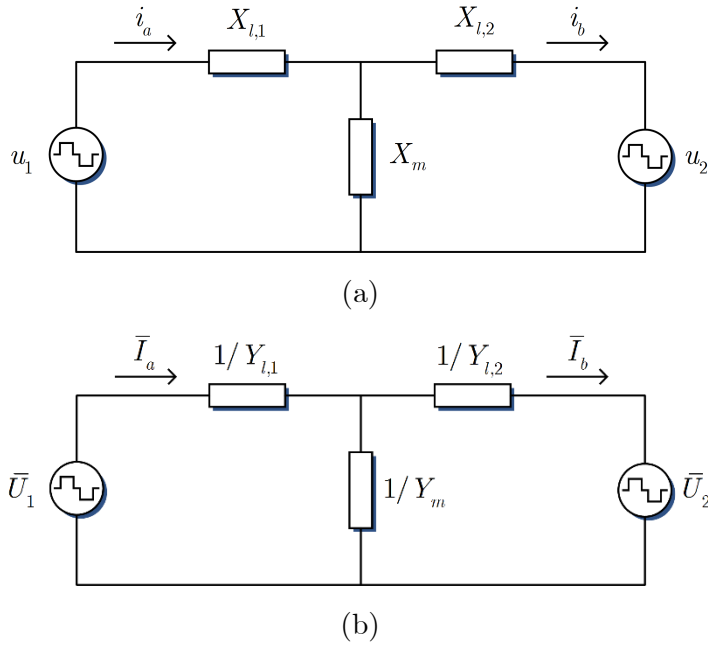


그림 5.2 (a) 자성 인덕턴스를 고려한 DAB 컨버터의 T-모델 등가 회로, (b) 페이저와 어드미턴스를 이용하여 나타낸 등가 회로

직접 이용하는 방법이다. 이 방법은 변압기의 누설 성분을 이용하기 때문에 별도의 수동소자가 필요하지 않아 높은 전력 밀도를 달성할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 변압기의 누설 인덕턴스는 그 값을 정확히 예측하여 설계하는 것이 어렵다는 단점이 있다.

한편 변압기의 자화 인덕턴스의 값이 무한히 크다고 가정하면 그림 5.1의 세 가지의 구현 방법 모두 동일한 특성을 가진다. 그러나 변압기의 자화 인덕턴스의 값은 주로 직렬 인덕턴스의 수 배에서 수십 배 정도이다. 따라서 실질적인 변압기 모델을 고려한다면 자화 인덕턴스의 크기 및 변압기의 구조에 의해 컨버터의 동작이 상당한 영향을 받게 된다. 특히 자화 인덕턴스로 인한 순환 전류와 소프트-스위칭 특성이 달라진다.

### 5.1.2 어드미턴스 네트워크

그림 5.2(a)는 세 개의 설계 변수를 이용하여 표현한 T-모델 기반의 변압기 등가회로이다. 그림의 리액터스 값은 다음과 같이 정의하였다:

$$\begin{aligned} X_{l,1} &= \omega_s \gamma_{lk} L_0 \\ X_{l,2} &= \omega_s (1 - \gamma_{lk}) L_0 \\ X_m &= \omega_s \gamma_m L_0 \end{aligned} \quad (5.1)$$

$L_0$ 는 표준 인덕턴스의 값으로 일차단과 이차단 직렬 인덕턴스의 합이다.  $\gamma_{lk}$ 는 0에서 1 사이의 값으로 일차단과 이차단의 직렬 인덕턴스인  $L_{l,1}$ 과  $L_{l,2}$ 의 비율을 의미한다. 한편 자화 인덕턴스는  $\gamma_m L_0$ 으로 표현하며  $\gamma_m$ 은 자화 인덕턴스와 직렬 인덕턴스의 비율을 의미한다.  $\gamma_m$ 은 일반적으로 1보다 큰 값을 가지며 이상적인 경우에는  $\infty$ 의 값을 지닌다.

페이지 정보를 이용하여 모델링을 할 경우에 T-모델의 등가회로는 그림 5.2(b)의 어드미턴스를 이용한 임피던스 네트워크로 표현 가능하다 [72]. 어드미턴스 값은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} Y_{l,1} &= \frac{1}{jX_{l,1}} = \frac{1}{j} \frac{1}{\gamma_{lk} X_L} \\ Y_{l,2} &= \frac{1}{jX_{l,2}} = \frac{1}{j} \frac{1}{(1 - \gamma_{lk}) X_L} \\ Y_m &= \frac{1}{jX_m} = \frac{1}{j} \frac{1}{\gamma_m X_L} \end{aligned} \quad (5.2)$$

$X_L$ 는 표준 인덕턴스의 리액턴스로  $\omega_s L_0$ 이다.

$\bar{U}_1$ 과  $\bar{U}_2$ 는 각각  $u_1$ 과  $u_2$ 의 전압 페이지,  $i_a$ 과  $i_b$ 는 전류 페이지를 의미한다. 앞선 분석에서는 그림 2.7에서처럼 무한대의 자화 인덕턴스를 가정하여 직렬 인덕턴스만을 고려한 간략화 모델을 이용하였다. 간략화 모델에서는 똑같은 크기의 인덕터 전류  $i_L$ 이 양 쪽의 폴-브릿지를 통해 동시에 흐르지만 상세 모델에서는  $i_a$ 와  $i_b$ 가 자화 인덕턴스의 영향에 의해서 다른 값을 가지게 된다.

그림과 같은 T-형태의 임피던스 네트워크는 2-포트 시스템으로 모델링하여 분석할 수 있다. 그림 5.2(b)의 2-포트 시스템은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_a \\ \bar{I}_b \end{bmatrix} = \mathbf{Y} \begin{bmatrix} \bar{V}_a \\ \bar{V}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_1 \\ \bar{U}_2 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$\mathbf{Y}$  는 변압기 네트워크의 어드미턴스 행렬로서,  $\mathbf{Y}$  의 성분들은 다음 식을 이용하여 계산된다.

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{l,1} \cdot \frac{Y_{l,2} + Y_m}{Y_{l,1} + Y_{l,2} + Y_m} \\ Y_{22} &= Y_{l,2} \cdot \frac{Y_{l,1} + Y_m}{Y_{l,1} + Y_{l,2} + Y_m} \\ Y_{12} &= -Y_{21} = -\frac{Y_{l,1}Y_{l,2}}{Y_{l,1} + Y_{l,2} + Y_m} \end{aligned} \quad (5.4)$$



## 5.2 일차 푸리에-영역 분석

본 절에서는 변압기 설계 변수의 영향을 간단히 살펴보기 위해서 기본 파 성분을 이용한 일차 푸리에-영역 분석 방법을 적용한다. 앞서 제 2장에서 정의한 것처럼 스위칭 주파수의 전압 페이저는 아래의 식 (5.5)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= V_0(\alpha_1 + j\beta_1) \\ \bar{U}_2 &= V_0 M \alpha_2\end{aligned}\tag{5.5}$$

$\alpha_1, \beta_1, \alpha_2$ 는 식 (2.14)의 관계에 따라  $d_1, d_2, \phi$ 에 의해서 결정된다. 한편 식 (5.3)의  $\mathbf{Y}$ 의 성분들은 식 (5.1)을 대입하여 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}Y_{11} &= \frac{1}{j} \frac{1 - \gamma_{lk} + \gamma_m}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{1}{X_L} \\ Y_{22} &= \frac{1}{j} \frac{\gamma_{lk} + \gamma_m}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{1}{X_L} \\ Y_{22} &= -\frac{1}{j} \frac{\gamma_m}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{1}{X_L}\end{aligned}\tag{5.6}$$

식 (5.5)를 식 (5.2)의 2-포트 네트워크에 대입하면  $I_a$ 와  $I_b$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}I_a &= \frac{1 - \gamma_{lk} + \gamma_m}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{V_0}{X_L} \beta_1 \left[ +j(\gamma_m M \alpha_2 - (1 - \gamma_{lk} + \gamma_m) \alpha_1) \right] \\ &\quad + j \frac{1}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{V_0}{X_L} (\gamma_m M \alpha_2 - (1 - \gamma_{lk} + \gamma_m) \alpha_1) \\ I_b &= \frac{1}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{V_0}{X_L} \left[ \gamma_m \beta_1 + j((\gamma_{lk} + \gamma_m) M \alpha_2 - \gamma_m \alpha_1) \right]\end{aligned}\tag{5.7}$$

식 (5.5)와 식 (5.7)을 이용하여 유효전력을 계산할 수 있다.



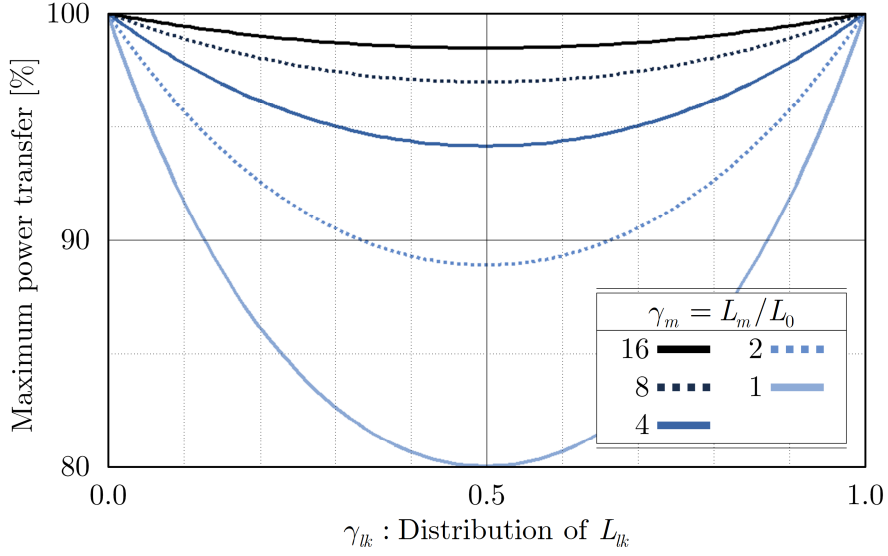


그림 5.3 다양한 변압기 변수  $\gamma_{lk}$ 와  $\gamma_m$ 에 따른 최대 전달 전력

$$P_2 = \text{Re}[\bar{U}_2 \bar{I}_b^*] = \frac{\gamma_m}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{V_0^2}{X_L} M \alpha_2 \beta_1 \quad (5.8)$$

식 (5.7)의 자화 인덕턴스를 고려한 전력 크기는 이상적인 변압기 모델을 이용하여 구한 전력인 식 (2.22)에 변압기 설계 변수에 관한 계수를 곱한 형태이다. 무한대의 자화 인덕턴스를 가정하면  $\gamma_m = \infty$  이므로 식 (5.8)은 식 (2.22)로 환원된다.

그림 5.3은  $\gamma_m$ 과  $\gamma_{lk}$ 에 따른 최대 전달 가능한 전력의 비율을 나타내고 있다.  $\gamma_m$ 이 무한대일 경우에는  $\gamma_{lk}$ 의 조건에 상관없이 컨버터는 최대 전달 가능 전력의 100%를 처리할 수 있다. 또한  $\gamma_{lk}$ 가 1 또는 0의 값을 가질 때, 즉 직렬 인덕턴스가 일차단 또는 이차단 중 한쪽에만 있을 경우에는  $\gamma_m$ 의 값에 관계없이 최대 전력 전달이 가능하다. 반대로  $\gamma_m$ 이 줄어들수록 전달 가능한 전력의 범위가 줄어들는다. 동일한  $\gamma_m$ 에 대해서  $\gamma_{lk}$ 가 0.5일 때 가장 적은 전력이 전달된다. 그림의 분석에서 시행한 조건에서는  $\gamma_m$ 이 1이고  $\gamma_{lk}$ 가 0.5일 때 최대 전달 가능 전력이 80%로 가장 적다.

자화 인덕턴스를 고려한 DAB 컨버터의 일차단과 이차단의 무효전력 성분의 합은 다음 식을 이용하여 표현 가능하다.

$$\begin{aligned}
 Q_1 + Q_2 &= \text{Im}[\bar{U}_1 \bar{I}_a^*] + \text{Im}[\bar{U}_2 \bar{I}_b^*] \\
 &= \frac{\gamma_m}{\gamma_{lk}(1 - \gamma_{lk}) + \gamma_m} \frac{V_0^2}{X_L} \left\{ (\alpha_1 - M\alpha_2)^2 + \beta_1^2 \right\} \\
 &\quad + [(1 - \gamma_{lk})(\alpha_1^2 + \beta_1^2) + \gamma_{lk}M^2\alpha_2^2] \}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

위 식 또한 이상적인 변압기 모델의 조건일 때의 무효전력 성분 식인 식 (2.23)과 비교할 수 있다.  $\gamma_m = \infty$  을 대입하면 식 (5.9)의 두 번째 항은 0이 되며 첫 번째 항은 식 (2.23)으로 환원된다.

식 (5.8)의 의미를 살펴보기 위해  $\gamma_{lk}$  는 0.5라고 가정하면 아래 식과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 Q_1 + Q_2 &= \frac{4\gamma_m}{4\gamma_m + 1} \frac{V_0^2}{X_L} \left[ (\alpha_1 - M\alpha_2)^2 + \beta_1^2 \right] \\
 &\quad + \frac{2}{4\gamma_m + 1} \frac{V_0^2}{X_L} \left[ \alpha_1^2 + \beta_1^2 + M^2\alpha_2^2 \right]
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

그림 5.4는  $\beta_1$ 와  $\alpha_2$ 가 각각 0.3과 1.0이고  $M$ 이 0.5인 경우의 변조 변수  $\alpha_1$ 과  $\gamma_m$ 의 값에 따른 무효 전력의 변화를 보여주고 있다. 간편한 표기를 위하여 무효 전력을  $V_0^2/X_L$ 로 표준화하여 도시하였다. 무한대의  $X_m$ 이 이상적인 조건이라는 것을 알고 있을 때,  $X_m$ 의 크기가  $X_L$  비하여 작아질 수록 무효 전력 성분의 크기가 증가한다.

한편 그림 5.4에서 주황색 별표는 각  $\gamma_m$ 의 조건에서 무효전력을 최소화하는  $\alpha_1$ 의 값을 나타낸다. 제3장에서 살펴보았듯이 이상적인 변압기 모델을 가정하였을 때는 주어진  $M, \alpha_2$ 에 대해서 무효전력 성분을 최소화하는  $\alpha_1$ 의 최적해는  $M\alpha_2$ 로 부하에 관계없이 일정하다. 그러나 자화 인덕턴스를 고려한 실질적인 변압기 모델을 적용하였을 때는 그림 5.4에서 볼 수 있듯이 무효전력을 최소화하는  $\alpha_1$ 의 값은  $\gamma_m$ 의 조건에 의존한다.

한편 이번에는  $\gamma_m$ 을 4로 고정하면 식 (5.10)은 다음과 같이 계산된다.

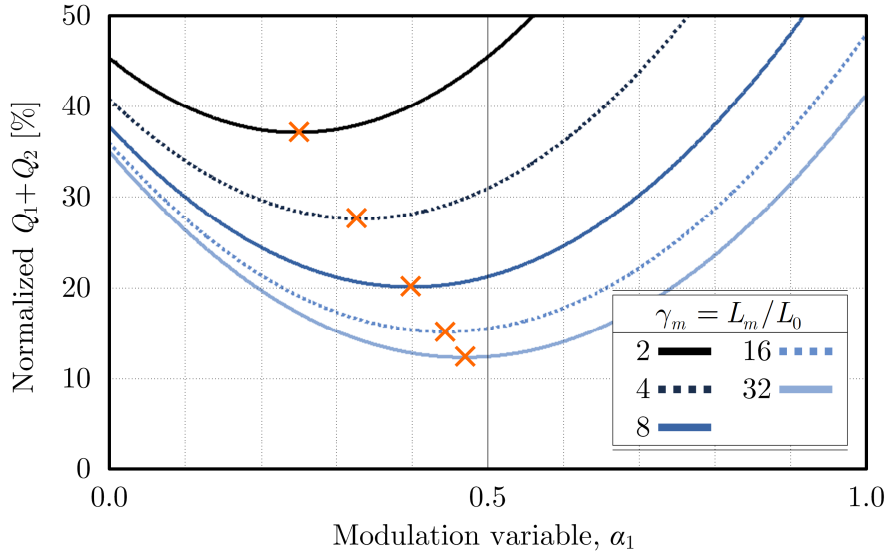


그림 5.4 변조 변수와  $\gamma_m$ 의 변화에 따른 표준화된 무효 전력

$$\begin{aligned}
 Q_1 + Q_2 = & \frac{4}{\gamma_{lk}(1-\gamma_{lk})+4} \frac{V_0^2}{X_L} \left[ (\alpha_1 - M\alpha_2)^2 + \beta_1^2 \right] \\
 & + \frac{1}{\gamma_{lk}(1-\gamma_{lk})+4} \frac{V_0^2}{X_L} \left[ (1-\gamma_{lk})(\alpha_1^2 + \beta_1^2) + \gamma_{lk}M^2\alpha_2^2 \right] \quad (5.11)
 \end{aligned}$$

그림 5.5는  $\beta_1$ 와  $\alpha_2$ 가 각각 0.3과 1.0이고  $M$ 이 0.5인 경우의 변조 변수  $\alpha_1$ 와  $\gamma_{lk}$ 의 값에 따른 무효 전력의 변화를 보여주고 있다. 간편한 표기를 위하여 무효 전력을  $V_0^2/X_L$ 로 표준화하여 도시하였다. 그림의 분석 조건에서는  $\gamma_{lk}$ 가 0.5인 경우 무효전력 성분이 가장 작은 값을 보인다. 그림 5.5에서 주황색 별표는 각  $\gamma_{lk}$ 의 조건에서 무효전력을 최소화하는  $\alpha_1$ 의 값을 나타낸다. 그림 5.4에서처럼 그림 5.5의 분석 조건에서도 무효전력을 최소화하는  $\alpha_1$ 의 값은  $\gamma_{lk}$ 의 값에 따라 다르게 나타난다.

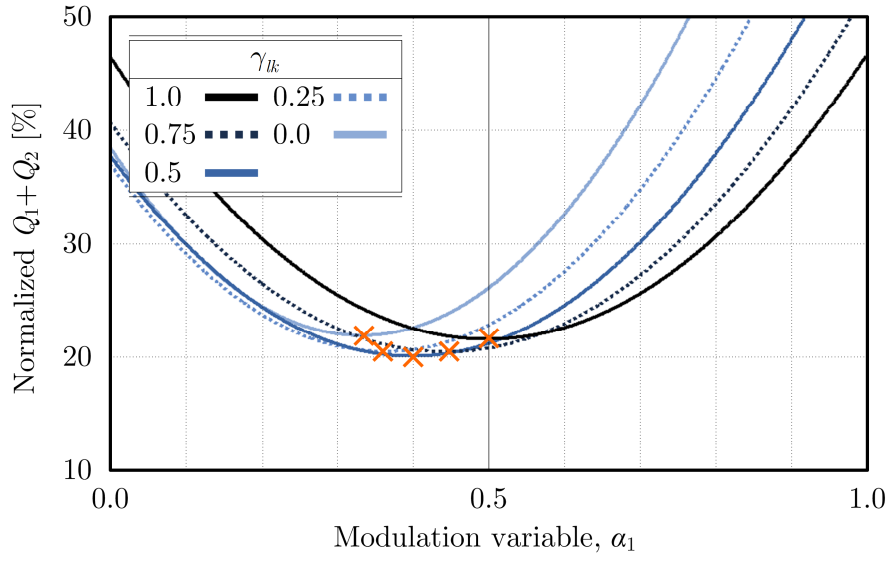


그림 5.5 변조 변수와  $\gamma_{lk}$ 의 변화에 따른 표준화된 무효 전력



### 5.3 고차 푸리에-영역 분석

제 2 장에서 언급한 것처럼 일차 푸리에-영역 분석은 기본파 성분만을 다룬다는 한계가 있기 때문에 이를 극복하기 위해서 고조파 성분을 포함하여 분석할 수 있다 [73], [74]. 또한 실질적인 변압기 모델을 고려하게 되면 변압기 단계의 독립적인 수동 소자의 수가 3개가 된다. 따라서 이를 시간-영역에서 직접 계산하고자 하면 총 3개의 방정식을 수립해야 하기 때문에 분석의 복잡도가 증가한다. 반면 어드미턴스 네트워크를 이용한 푸리에-영역 분석 방법은 변압기 단계의 복잡도와 상관없이 식 (5.3)만을 이용하여 계산을 수행할 수 있다.

다음 식 (5.12)는 식 (2.29)와 식 (2.30)을 이용하여 구한  $k$ -차 고조파 전류 페이지 정보를 이용하여 시간-영역의 전류 정보를 얻을 수 있다. 제 4 장에서 설명한 것처럼  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_m$ 은 모두 홀수차 고조파만을 포함하기 때문에  $k$ 는 홀수만을 고려한다.

$$i_L(t) = \sum_k^N \left[ \text{Re}[\bar{I}_{L,k}] \sin w_k t + \text{Im}[\bar{I}_{L,k}] \cos w_k t \right] \quad (5.12)$$

$$k = 1, 3, 5, \dots$$

그림 5.6은 고차 푸리에-분석 방법을 이용하여 계산한 한 주기 동안의  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_m$ 의 전류 파형이다.  $i_m$ 은 자화 전류를 의미한다. 계산에 이용된 홀수차 고조파의 수가 1, 2, 10, 30 개일 때의  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_m$ 의 파형을 보여주고 있다. 계산한 파형의 동작 조건은 다음과 같다. 수월한 실험 검증을 위하여 전압 및 전력의 범위는 제 3 장 및 제 4 장에 비해 축소하여 진행하였으며 주요 설계 값은 다음과 같다:

- 설계 조건:  $V_1 = 125 \text{ V}$ ,  $V_2 = 100 \text{ V}$ ,  $f_s = 50 \text{ kHz}$
- 변압기 변수:  $L_0 = 33 \mu\text{H}$ ,  $\gamma_{lk} = 0.5$ ,  $\gamma_m = 3$
- 변조 변수:  $d_1 = 0.2$ ,  $d_2 = 0.5$ ,  $\phi = \pi/5$

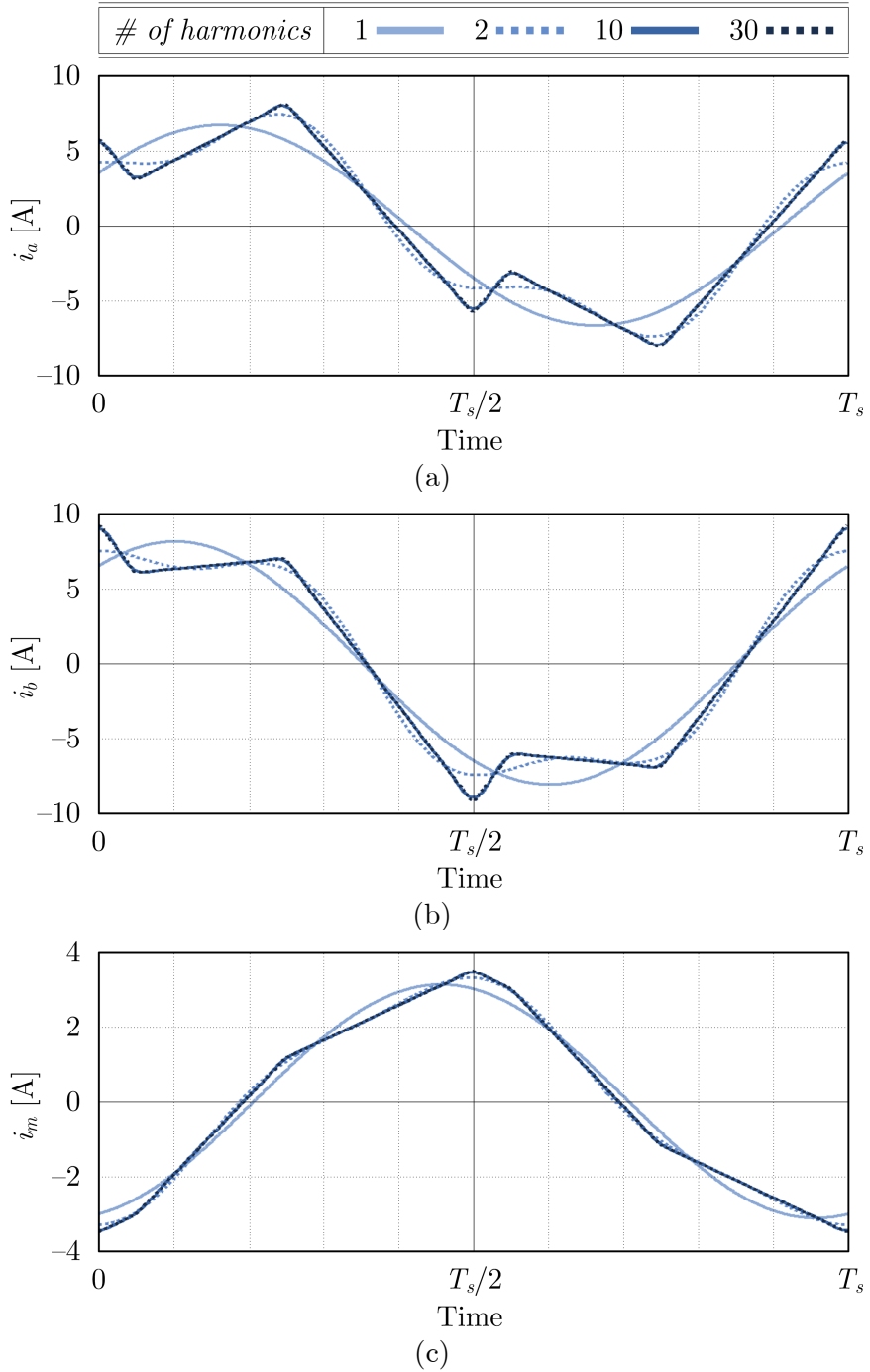


그림 5.6 고차 푸리에-분석을 이용하여 계산한 실질적 변압기 모델의 동작 예상 파형: (a) 일차단 전류,  $i_a$ , (b) 이차단 전류,  $i_b$ , (c) 자성 전류,  $i_m$

고차 푸리에-분석 방법은 고조파의 차수  $N$ 이 1, 2, 10, 30으로 증가함에 따라 계산된 파형 정보가 실제 파형에 근접해 간다. 특히 전류 파형은 1차와 3차 고조파만이 계산에 이용된  $N = 2$ 일 경우에도 고차 항을 이용해 계산한 결과와 충분히 근접한 결과를 가지고 있다는 것을 볼 수 있다.

그림 5.6은 자화 인덕턴스의 값이 직렬 인덕턴스의 약 3배인 조건이다. 이러한 조건에서는 그림 5.6(c)에서 볼 수 있듯이 자화 인덕턴스로 인한 순환 전류인  $i_m$ 의 크기가 무시할 수 없는 정도의 크기를 갖고 있다. 또한  $i_m$ 의 역할로 인해  $i_a$ 와  $i_b$ 의 차이 또한 크게 발생하게 된다.

### 5.3.1 ZVS 영역 변화

다양한 변압기 변수를 고려한 DAB 컨버터의 ZVS 영역은 식 (5.12)로부터 구한 전류 정보를 기반으로 분석할 수 있다 [75]. 컨버터의 각 동작 점에서의 소프트-스위칭 여부는 변조 방법에 따라 다르게 나타난다. 아래에서는 제안한 FDM 변조 방법과 기존의 PSM 변조 방법이 적용되었을 때 변압기 변수에 따른 ZVS 영역을 도시하였다.

#### 제안한 변조 방법, FDM

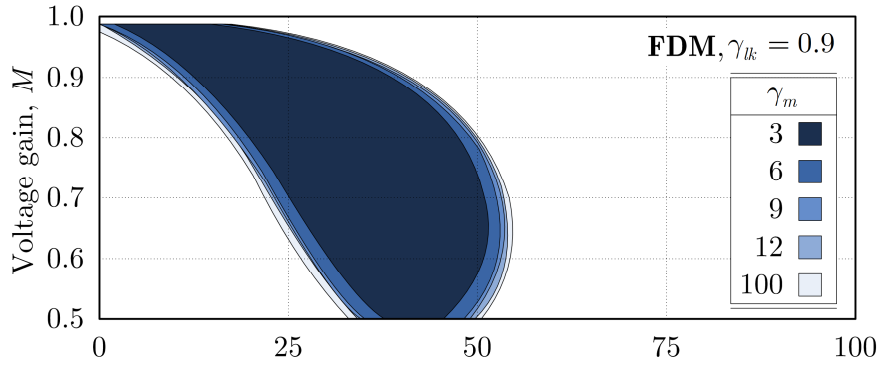
제3장에서 제안한 변조 방법은 일차단 지상-레그 스위치에서 하드-스위칭 영역을 갖는다. 이 외의 일차단 진상-레그, 이차단 진상, 지상-레그 스위치는  $M = 0.5 \sim 1$ 의 전압 범위에서는 전 부하 영역에서 ZVS를 한다. 제3장에서 수행했던 ZVS 영역은 자화 인덕턴스가 무한대라고 가정했을 때의 소프트-스위칭 특성이다. 자화 전류의 증가에 따라서 ZVS 특성이 개선된다는 점을 고려했을 때 이들의 소프트-스위칭 영역은 보존된다는 것을 알 수 있다. 제안한 변조 방법에 대해서는 일차단 지상-레그의 스위칭 영역만을 조사하도록 한다.



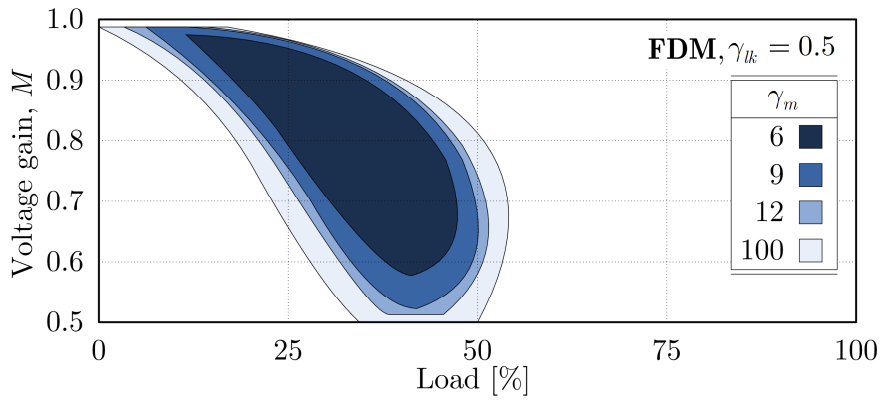
그림 5.7은 세 가지 변압기 구조에 대해서 수행한 ZVS 분석 결과이다. 그림 5.7(a), (b), (c)의  $\gamma_{lk}$ 는 각각 0.9, 0.5, 0.1로서 각각 그림 5.1(a), (b), (c)의 경우를 다룬다고 할 수 있다. 우선 일차단에 추가 인덕터가 연결된 그림 5.7(a)의 경우  $\gamma_m$ 의 변화에도 불구하고 ZVS 영역이 거의 변하지 않음을 알 수 있다.

반대 경우인 그림 5.7(c)의 이차단 추가 인덕터의 경우 ZVS 영역이  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 극적으로 변화하는 것을 확인할 수 있다.  $\gamma_m$ 이 9일 때에도 ZVS 특성이 크게 개선되며  $\gamma_m$ 이 6일 때에는 전 부하 영역에서 ZVS를 달성한다.

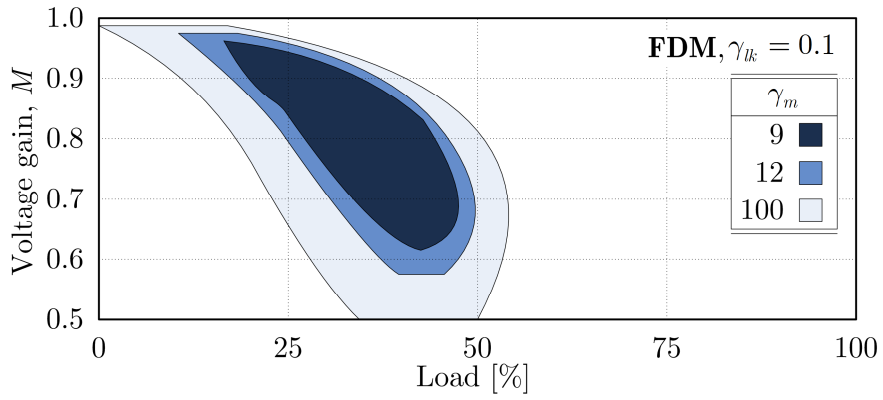
마지막으로 그림 5.7(b)는 직렬 인덕턴스가 일차단과 이차단에 균등하게 배분된 경우를 보여주고 있다. 그림 5.7(b)의 결과보다는 ZVS 개선 효과가 덜 하지만  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 뚜렷한 ZVS 효과가 드러나는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)



(c)

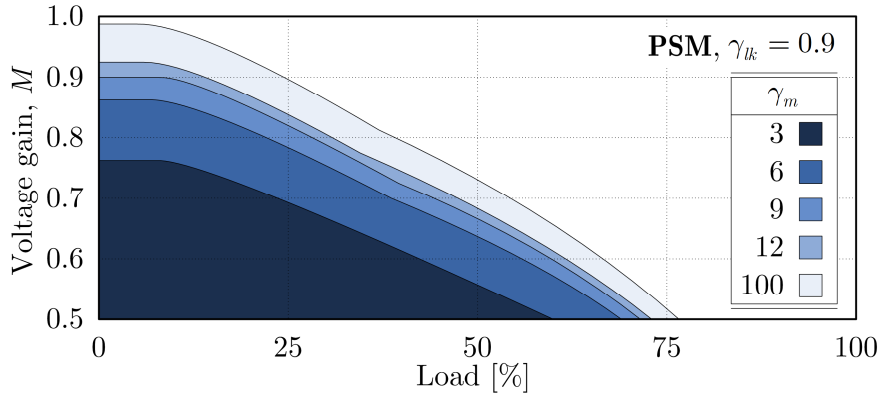
그림 5.7 변압기 설계 변수에 따른 FDM 변조 방법의 비-ZVS 영역 변화: (a)  $\gamma_{ik} = 0.9$ , (b) 0.5, (c) 0.1

## 위상-천이 변조, PSM

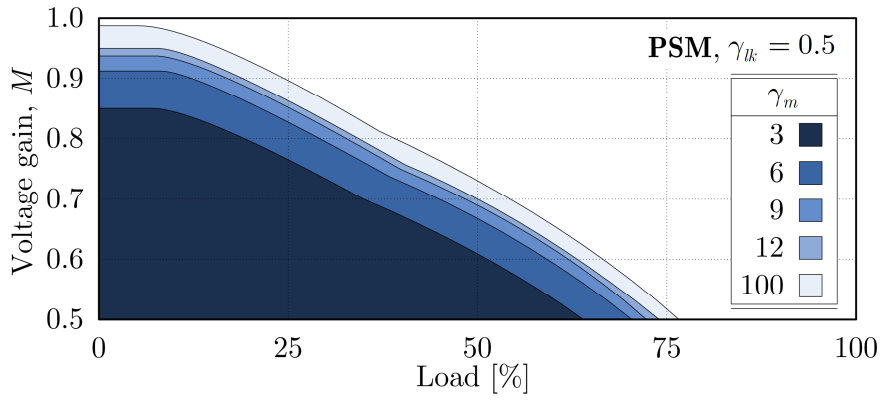
위상-천이 변조 방식은 감압 조건에서 동작할 때 이차단 스위치들이 하드-스위칭으로 인한 스위칭 손실을 발생시킨다. 반면 일차단 스위치는 감압 조건에서 전 부하 영역에서 소프트-스위칭을 한다. 따라서 변압기 설계 변수에 따른 이차단 스위치의 소프트-스위칭 영역을 비교하도록 한다.

그림 5.8(a), (b), (c)는 각각  $\gamma_m$ 가 0.9, 0.5, 0.1이며 그림 5.1(a), (b), (c)를 대표한다. PSM 방식은 앞서 논의한 제안된 변조 방법과 반대로 이차단 스위치가 비-ZVS 영역을 갖는다. 따라서 일차단에 추가 인덕터가 연결된 그림 5.8(a)의 경우에  $\gamma_m$ 의 변화에 따라 가장 극적인 ZVS 개선 효과를 보인다. 그러나 앞서 그림 5.8(a)에서는  $\gamma_m$ 가 6이하가 되면 비-ZVS 영역이 완전히 사라지는 반면 PSM에서는 여전히 넓은 영역에서 하드-스위칭을 한다. 이는 PSM 방식이 경부하-저전압 동작 범위로 갈수록 더 큰 순방향 전류를 가진 채 하드-스위칭을 하기 때문이다. 스위칭 순간의 순방향 전류가 크면 역회복 손실도 증가하며 전류를 ZVS를 위해 역방향으로 바꾸어서 소프트-스위칭을 달성하기 위해 필요한 자화 전류의 크기도 더 커야 한다.

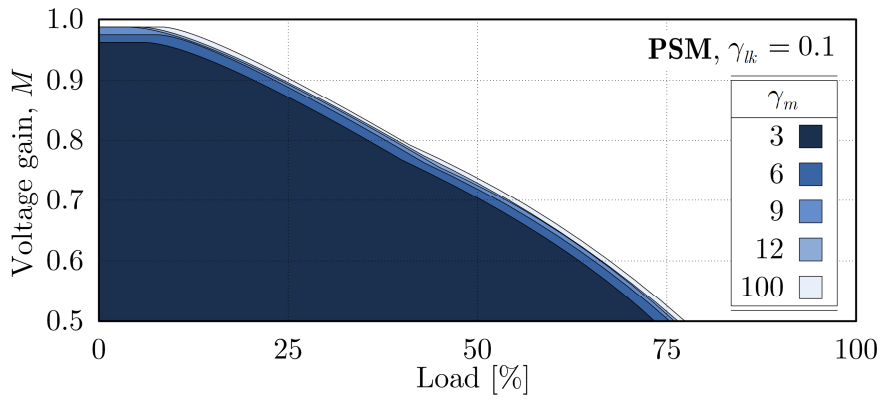
그림 5.8(c)는 이차단에 추가 인덕터가 연결된 경우의 ZVS 영역 변화를 보여준다. 앞선 경우와 대칭적으로 생각하여 예상할 수 있듯이 이 경우에는  $\gamma_m$ 의 변화에도 불구하고 ZVS 영역 변화가 미미하다. 마지막으로 그림 5.8(b)는 직렬 인덕턴스가 0.5의 비율로 일차단과 이차단에 나뉜 경우의 결과이다. 그림 5.8(a)만큼 극적인 ZVS 개선 효과를 보이지는 않지만  $\gamma_m$ 의 변화에 따라 ZVS 영역이 상당히 개선되는 것을 볼 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 5.8 변압기 설계 변수에 따른 PSM 변조 방법의 비-ZVS 영역 변화: (a)  $\gamma_{lk} = 0.9$ , (b) 0.5, (c) 0.1

### 5.3.2 RMS 전류 변화

차와 인덕턴스의 크기 및 직렬 인덕턴스의 배분을 결정하는 변압기의 설계 변수는 DAB 컨버터의 도통 손실에 큰 영향을 미친다. 아래의 분석 결과에서는 제안한 변조 방법과 PSM 방법을 이용하였을 때 변압기 설계 변수가 일차단 전류  $i_a$  와 이차단 전류  $i_b$  의 rms 값에 미치는 영향을 검토한다. 실질적인 변압기 모델을 고려했을 때의 전류 rms 값을 이상적인 변압기 모델일 때의 값에 대비하여 표기하였다. 전압 비율  $M$  은 0.8로 고정하였고 부하는 10 ~ 100% 영역으로 한정한다.

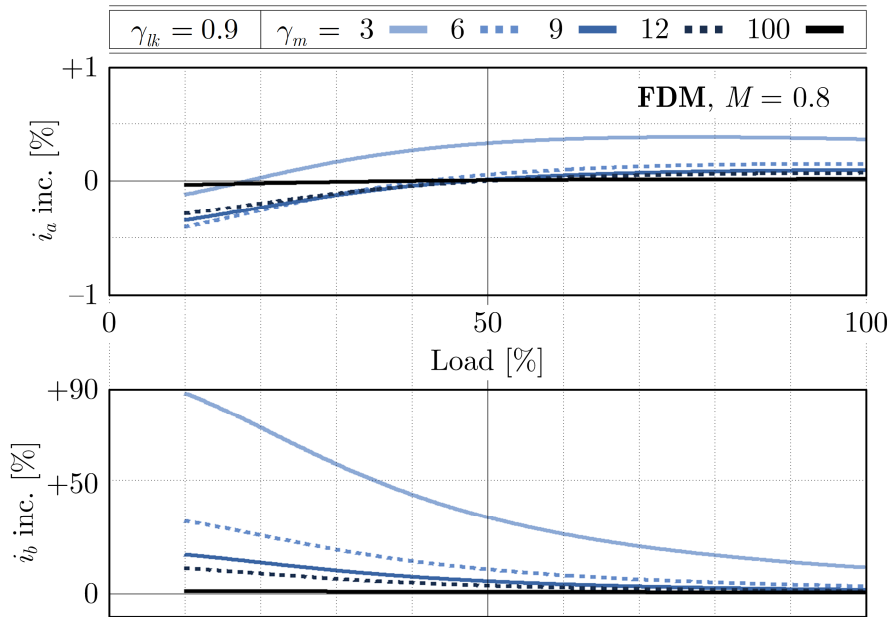
#### 제안한 변조 방법, FDM

그림 5.9(a)는 추가 인덕터가 일차단 측에 연결되었을 때( $\gamma_{lk} = 0.9$ )의 전류 rms 변이를 보여주고 있다.  $\gamma_m$  이 100으로 큰 값을 가질 때는 이상적인 변압기 모델과 거의 차이가 발생하지 않는다.  $\gamma_m$  의 변화에 따른 전류 크기의 변화는 일차단과 이차단에 다르게 나타난다. 일차단 전류  $i_a$  는  $\gamma_m$  의 변화에도 불구하고 전 부하 영역에서 0.5% 미만의 차이를 가진다. 반면 이차단 전류  $i_b$  는  $\gamma_m$  의 감소에 따라 경부하 전류 크기가 급격히 증가한다. 특히  $\gamma_m$  이 3인 경우에 10% 부하에서 전류의 rms 크기가 약 90% 가량 증가하는 것을 확인할 수 있다.

$\gamma_{lk}$  가 0.1인 경우는 그림 5.9(c)에 나타내었다. 이 경우에도  $\gamma_m$  의 변화에 따른 전류 크기의 변화 양상은 그림 5.9(a)의 결과와 비슷하다. 하지만 앞선 경우와는 반대로  $\gamma_m$  의 감소에 따라 일차단 전류가 큰 영향을 받으며 이차단 전류는 거의 변화하지 않는다.  $\gamma_m$  의 변화에도 불구하고 이차단 전류의 rms 값은 거의 변하지 않거나 최대 3%의 감소를 보인다. 3%의 rms 전류 차이는 전체 손실 측면에서 거의 미미하다고 할 수 있다. 반면 일차단 전류 rms 값은  $\gamma_m$  이 3일 때 10% 부하에서 약 90% 가량이

증가한다.

$\gamma_{lk}$  가 0.5로 균등하게 나뉜 경우의 전류 rms 변화는 그림 5.9(b)에 나타나 있다. 이 경우에는 전류 크기의 변화가 일차단과 이차단에 비교적 비슷하게 발생하는 것을 확인할 수 있다. 일차단과 이차단 모두  $\gamma_m$  이 3인 경우 10% 부하에서 최대 30%의 전류 rms 증가가 예상된다.  $\gamma_m$  이 6 이상의 조건에서는 부하에 상관 없이 10% 미만의 전류 증가를 보인다.



(a)

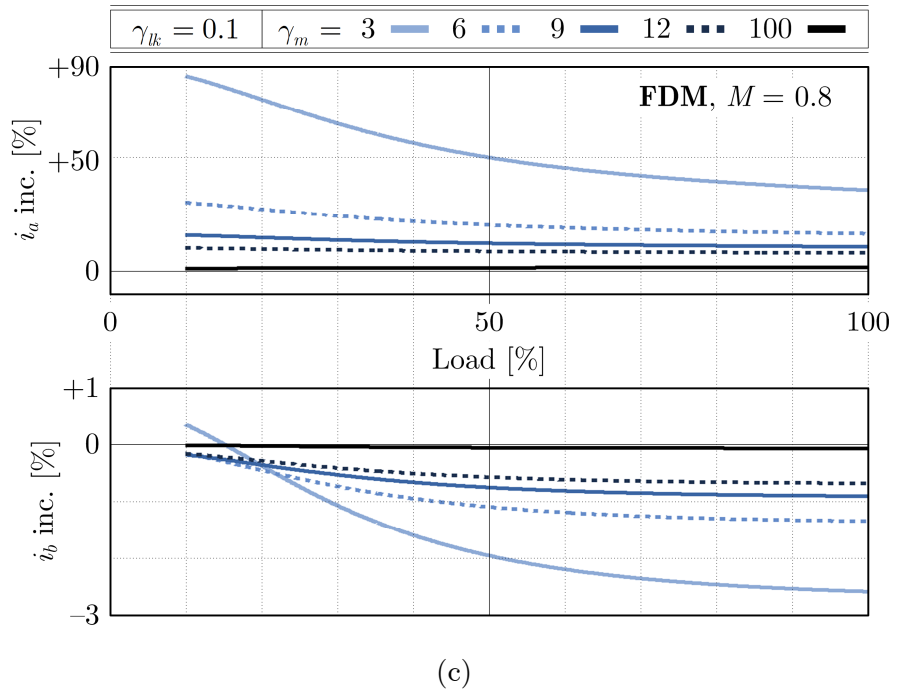
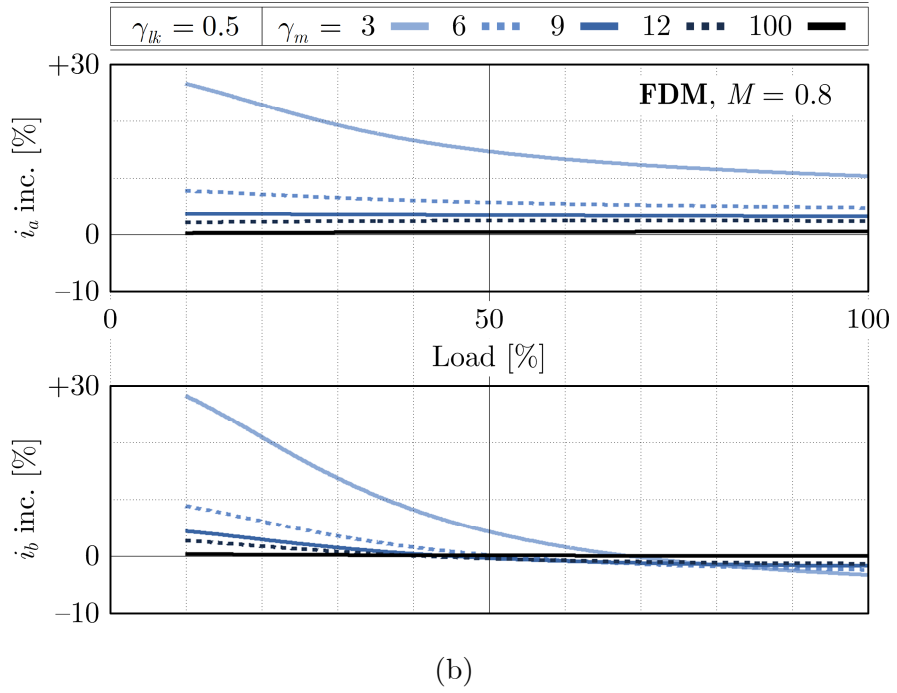


그림 5.9 변압기 설계 변수에 따른 FDM 변조 방법의 rms 전류 변화: (a)  $\gamma_{lk} = 0.9$ , (b) 0.5, (c) 0.1

### 위상-천이 변조, PSM

그림 5.10(a)는  $\gamma_{lk}$ 가 0.9일 때의 전류 rms 변화를 보여준다. 일차단 전류와 이차단 전류의 rms 값은  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 각각 증가, 감소하는 양상을 보인다. 일차단 전류의 rms 값은 10% 부하에서  $\gamma_m$ 이 100, 12, 9, 6, 3으로 감소함에 따라 0.4%, 3%, 4%, 7%, 13%의 증가를 보인다. 이차단 전류의 rms 값은  $\gamma_m$ 의 변화에 따라 4%, 29%, 39%, 57%, 71%의 감소를 보인다. 결국 일차단 전류  $i_a$ 의 증가보다 이차단 전류  $i_b$ 의 감소의 효과가 더 극적으로 나타난다.

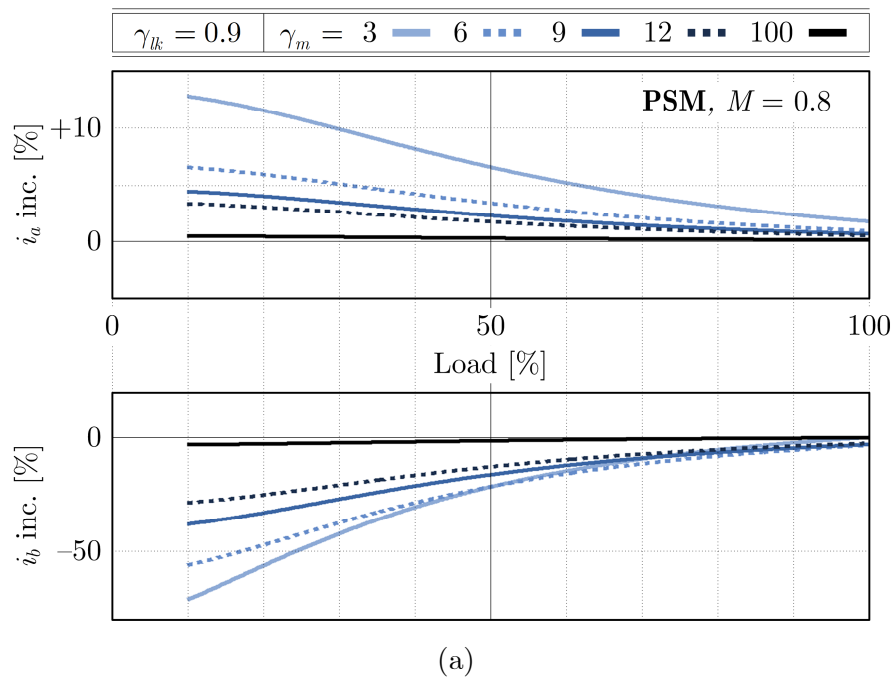
직렬 인덕턴스가 양 쪽으로 나뉜 경우의 전류 rms 변화 결과는 그림 5.10(b)에 나타내었다. 이 경우 역시 마찬가지로  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 일차단 전류는 증가하고 이차단 전류는 감소한다.  $\gamma_m$ 이 3일 때 일차단과 이차단 전류 rms 값은 10% 부하에서 각각 66% 증가, 64% 감소한다.  $\gamma_{lk}$ 가 0.9인 경우와 0.1인 경우의 중간적인 변화를 보인다.

그림 5.10(c)는 추가 인덕터가 이차단 측에 연결된 경우( $\gamma_{lk} = 0.1$ )의 결과이다. 이 경우  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 일차단과 이차단 전류가 각각 증가, 감소한다.  $\gamma_m$ 이 3으로 가장 작은 경우 일차단과 이차단 전류 rms 값은 10% 부하에서 각각 140% 증가, 15% 감소한다.  $\gamma_m$ 의 감소에 따른 일차단 전류 증가가 이차단 전류 감소보다 훨씬 극적으로 나타난다. 앞선 그림 5.10(a)의 경우와 비교했을 때 일차단 전류의 증가폭은 커지고 이차단 전류의 감소폭은 줄어들었다.

PSM 방식의 전류 rms 변화는 앞서 논의한 FDM 방식의 전류 크기 변화와 매우 다른 양상을 보인다. FDM 방식은  $\gamma_{lk}$ 에 따라 일차단과 이차단 중 전류가 증가하는 쪽이 결정되었다.  $\gamma_{lk}$ 가 0.9인 경우에는 이차단 전류가,  $\gamma_{lk}$ 가 0.1인 경우에는 일차단 전류가 증가하였다. 반면 PSM 방식은  $\gamma_{lk}$ 의 값에 관계 없이 언제나 일차단 전류의 rms 값은 증가하며 이차단 전류는 감소하였다. 그림 5.10의 결과가  $M$ 이 1보다 작은 감압 조건



에 한정했음을 고려했을 때  $M$  이 1보다 큰 승압 조건에서는  $\gamma_m$  의 감소에 따라 이차단 전류가 증가함을 알 수 있다.



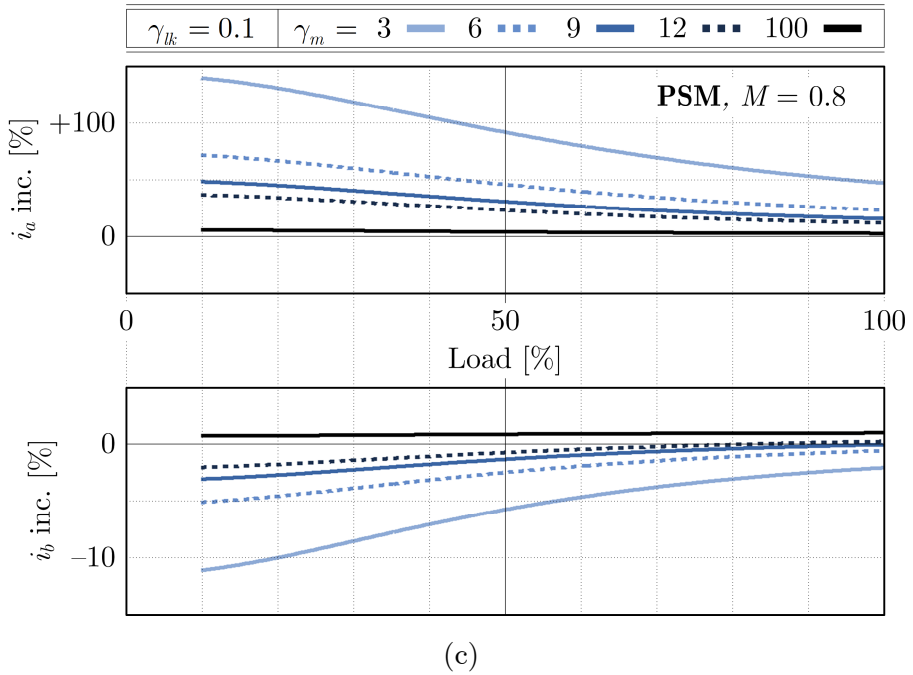
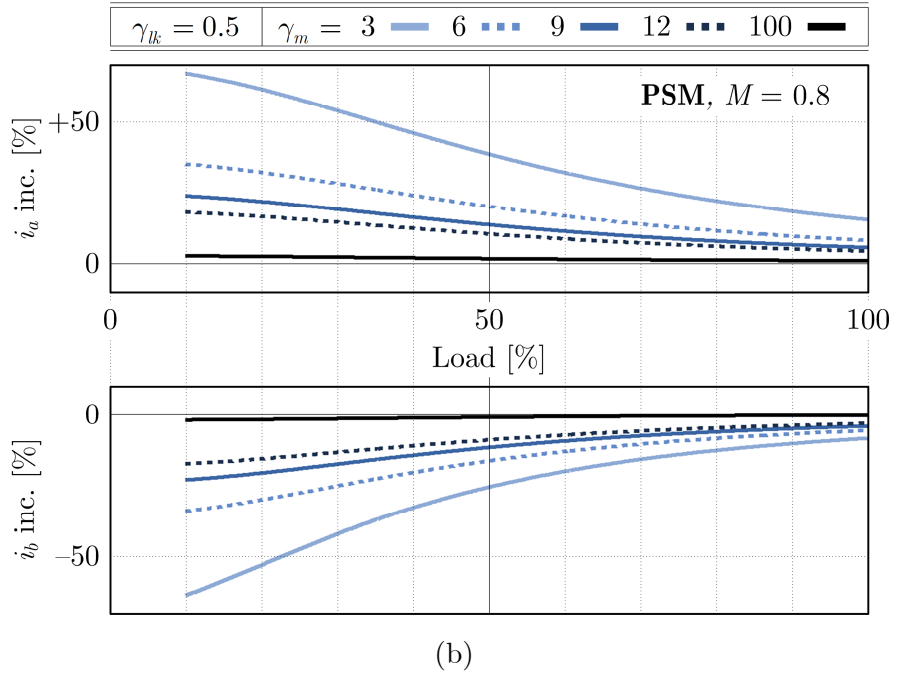


그림 5.10 변압기 설계 변수에 따른 PSM 변조 방법의 rms 전류 변화: (a)  $\gamma_{ik} = 0.9$ , (b) 0.5, (c) 0.1



## 5.4 변압기 설계 변수 최적화

앞서 설명한 것처럼 DAB 컨버터의 주요 동작 특성은 변압기의 설계 변수에 크게 의존한다. 본 절에서는 변압기 설계 변수에 따른 각 변조 방법(FDM 과 PSM)의 효율 곡선의 변화 추이를 살펴본다. 효율 곡선은 앞서 제 2 장에서 설명한 손실 모델을 기초로 한다. 이어 수치 해석적 방법을 이용하여 최적의 평균 동작 효율을 보이는 변압기 설계 변수를 결정하였다. 본 절의 분석에서 또한 전압 비율  $M$ 은 0.8로 고정하였다.

본 장에서는 다수의 변압기 및 인덕터를 이용한 실험 검증을 용이하게 하기 위하여 제 3 장 및 제 4 장보다 축소된 실험 조건으로 설계와 검증을 수행하였다.

본 논문에서 수행한 변압기 최적 설계는 자화 인덕턴스와 직렬 인덕턴스의 값을 기반으로 한 도통 손실 및 스위칭 손실을 중점적으로 고려한다.

### 5.4.1 설계 변수에 따른 효율 추이

#### 제안한 변조 방법, FDM

FDM 변조 방법은 중간 부하 영역에서 하드-스위칭 구간을 가진다. 그림 5.11의 예상 효율 곡선에서 볼 수 있듯이 약 200 ~ 400 W의 구간에서 FDM은 효율 저하가 발생한다.  $\gamma_{lk}$ 가 0.9인 그림 5.11(a)의 효율 곡선에서는 앞서 그림 5.7에서 살펴보았듯이 자화 인덕턴스( $\gamma_m$ )의 감소로 인한 효율 개선 효과가 미미하다. 반면  $\gamma_m$ 의 감소로 인한 도통 손실 증가는 명백히 드러난다. 결과적으로  $\gamma_m$ 이 3인 경우는  $\gamma_m$ 이 12인 경우에 비교했을 때 중간 부하 영역에서 매우 미미한 효율 증가를 보이지만 경부하와 중부하 영역에서는 도통 손실 증가로 인한 효율 감소가 예측된다.

그림 5.11(b)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.5인 경우에는  $\gamma_m$ 의 감소로 인한 스위칭 손실 특성이 개선되어 중간 부하 영역의 효율이 증가하는 것을 확인할 수 있다.  $\gamma_m$ 이 3으로 감소할 경우 모든 영역에서 소프트-스위칭을 달성한다. 그러나 자화 전류로 인한 도통 손실 증가는 앞선 경우와 마찬가지로 경부하와 중부하 지역에서의 효율 감소로 이어진다.

그림 5.11(c)는  $\gamma_{lk}$ 가 0.1인 조건이다. 이 때에는  $\gamma_m$ 이 12로 비교적 큰 경우에도 ZVS 특성이 크게 개선된다.  $\gamma_m$ 이 6 또는 9 정도로만 감소해도 하드-스위칭 구간을 거의 발견할 수 없다. 따라서 하드-스위칭으로 인한 중부하 효율 감소가 거의 나타나지 않으며  $\gamma_m$ 에 따라 도통 손실의 차지가 일부 발생한다.

### 위상-천이 변조, PSM

그림 5.12는 PSM을 적용한 DAB 컨버터의 변압기 설계 변수에 따른 예상 효율을 보여준다. PSM 변조 방법은 경부하 영역에서 이차단 스위치들이 하드-스위칭 구간을 가진다.  $\gamma_{lk}$ 가 0.1인 그림 5.12(c)의 효율 곡선은 경부하 영역에서 매우 낮은 효율을 보인다. 이 경우에는 그림 5.8에서 설명한 것처럼  $\gamma_m$ 의 변화로 인한 ZVS 특성의 개선이 거의 발생하지 않는다. 따라서  $\gamma_m$ 의 감소에 의해서도 도통 손실만 증가할 뿐 경부하 효율 개선 효과가 거의 드러나지 않는다.

한편 그림 5.12(b)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.5인 경우에는  $\gamma_m$ 의 감소로 인한 스위칭 손실 특성이 개선되어 중간 부하 영역의 효율이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 그림 5.12(a)는  $\gamma_{lk}$ 가 0.1인 조건이다. 이 경우  $\gamma_m$ 의 감소로 인한 ZVS 개선 효과가 가장 극명히 드러난다. 앞서 그림 5.8에서 볼 수 있듯이  $\gamma_m$ 이 3으로 감소한 경우  $M = 0.8$ 일 때 전 부하 영역에서 ZVS가 달성되며 특히 경부하 효율이 크게 개선될 것으로 예상된다.

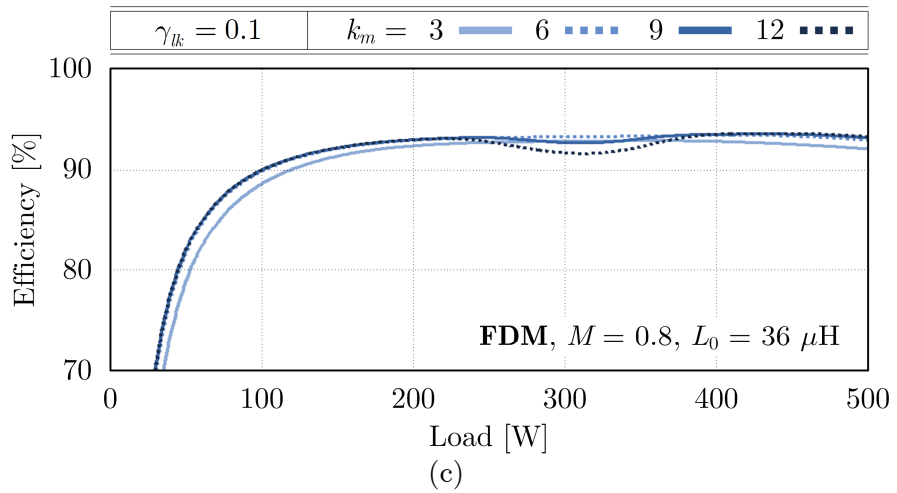
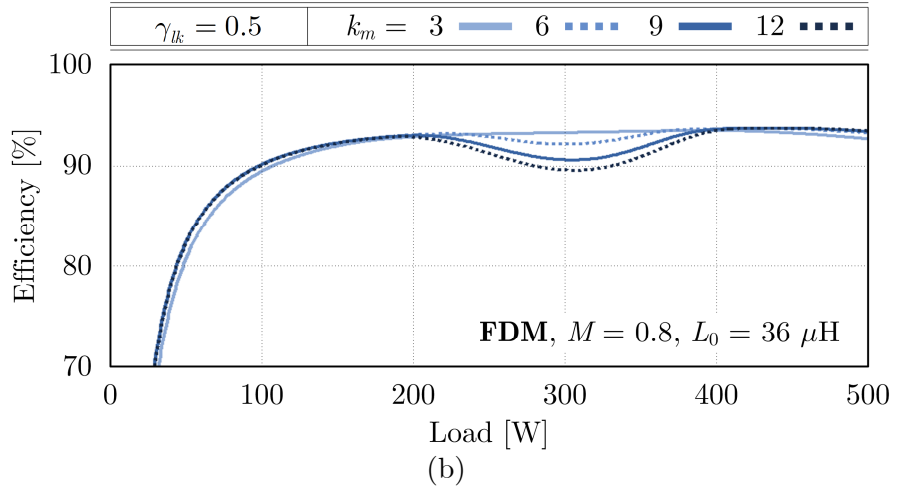
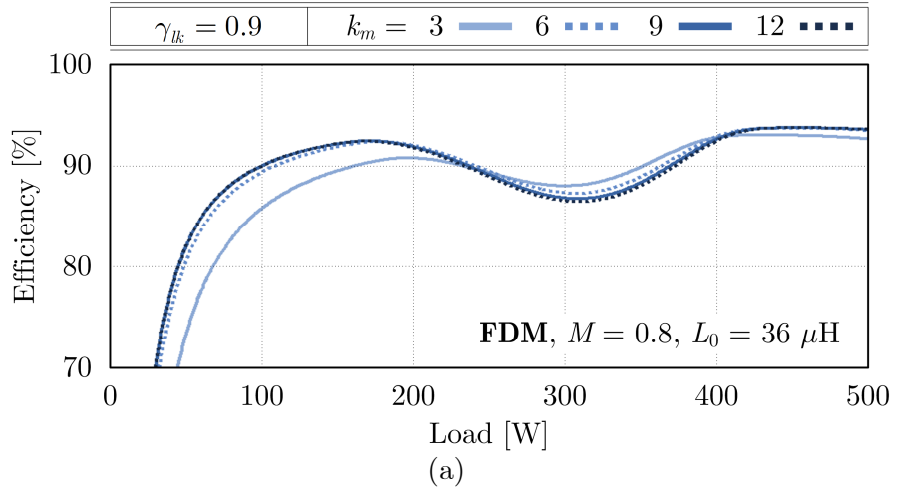


그림 5.11 변압기 설계 변수에 따른 FDM 의 효율 변화: (a)  $\gamma_{lk} = 0.9$ , (b) 0.5, (c) 0.1

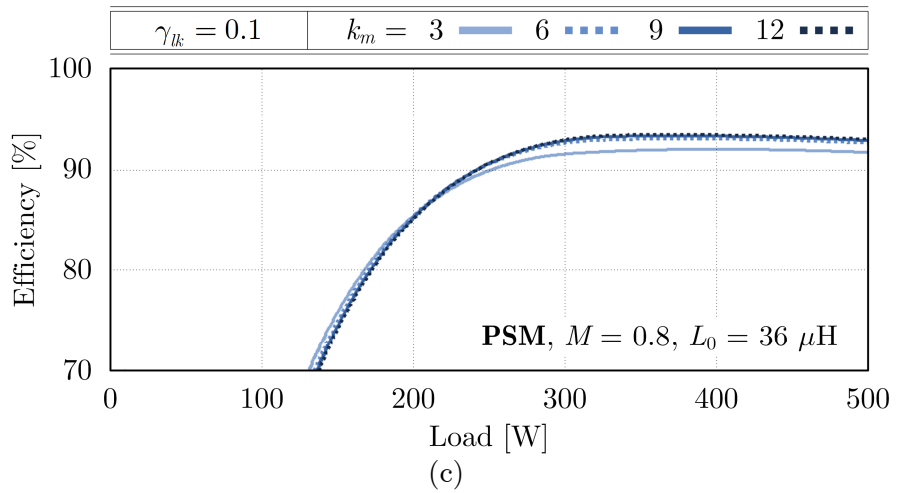
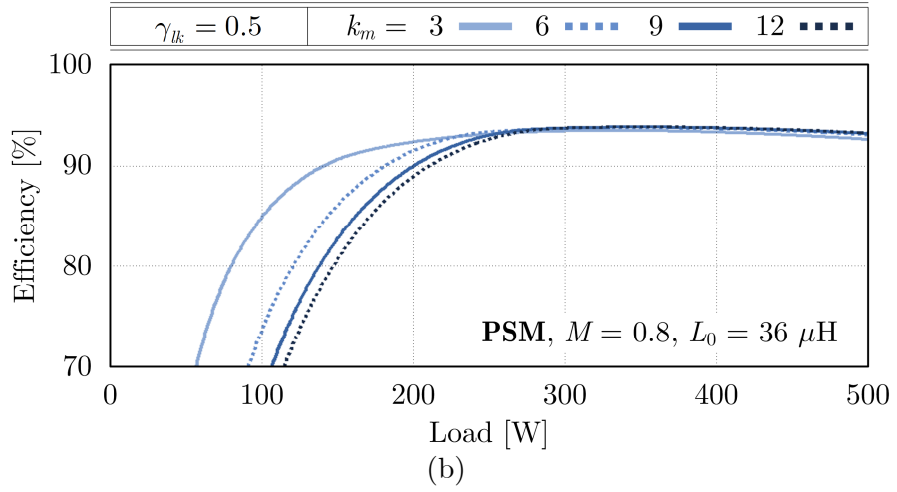
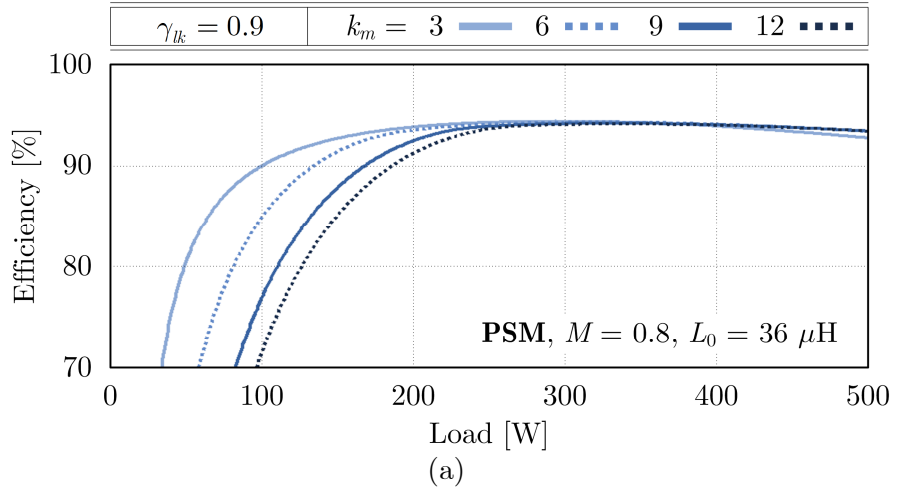


그림 5.12 변압기 설계 변수에 따른 PSM 의 효율 변화: (a)  $\gamma_{lk} = 0.9$ , (b) 0.5, (c) 0.1

#### 5.4.2 효율-최적 변압기 설계 변수

그림 5.13은  $\gamma_{lk} = 0 \sim 1$ ,  $\gamma_m = 1 \sim 10$ 의 범위에서 각 변조 방법의 평균 효율을 도시하였다. 앞서 정의한 손실 모델을 기반으로 하여 각  $\gamma_{lk}$  와  $\gamma_m$  에서의 50 ~ 400 W 부하 영역에서 평균 효율을 계산하였다. 또한 각 변조 방법의 평균 효율을 최적화하는 변압기 설계 변수를 그림에 함께 나타내었다.

그림 5.13(a)는 FDM 방법의 최적 효율 그래프를 보여준다. 효율-최적의 변압기 설계 결과는  $\gamma_{lk} = 0.3$ ,  $\gamma_m = 6$ 이다. FDM 방법은 직렬 인덕턴스가 주로 이차단 측에 연결되고 자화 인덕턴스가 직렬 인덕턴스의 값의 6 배 정도일 때 가장 최적의 효율을 보일 것으로 예상된다.

그림 5.13(b)는 PSM 방법의 변압기 설계 변수에 따른 최적 효율 그래프이다. 효율-최적 설계 결과는  $\gamma_{lk} = 0.98$ ,  $\gamma_m = 3$ 이다. 직렬 인덕턴스는 최대한 일차측에 연결하여 이차단 스위치의 ZVS 특성을 개선하며 자화 인덕턴스의 크기가 직렬 인덕턴스의 3배 가량이 되도록 설계한다.

제안한 변압기의 최적 설계 결과는 앞서 설명한 것처럼  $\gamma_{lk}$  와  $\gamma_m$  변수의 변화에 따른 도통 손실 및 스위칭 손실을 중점적으로 고려하여 수행하였다. 실제 컨버터 구현에 있어서는 자속 밀도의 크기와 이에 따른 코어 손실이 설계 조건에 따라 변한다. 또한 자속 밀도의 크기는 변압기의 크기 및 컨버터의 전력 밀도에도 영향을 미친다는 점을 고려해야 한다.



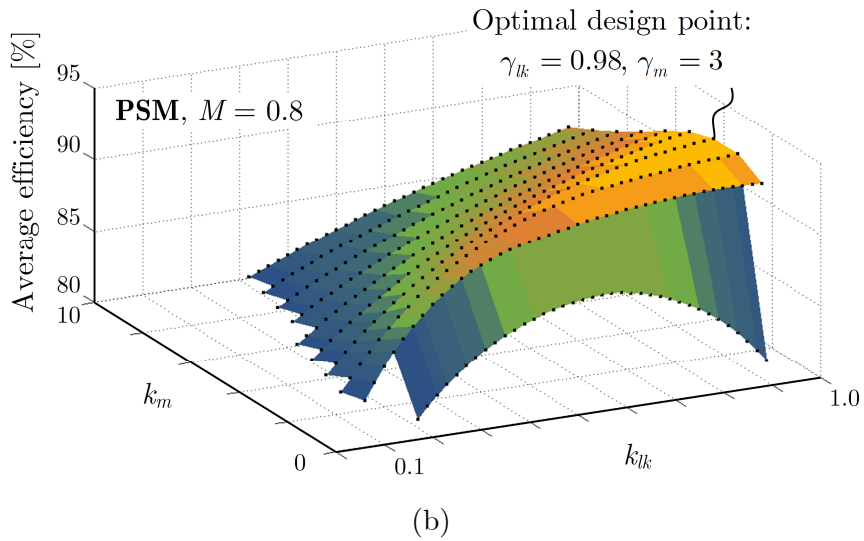
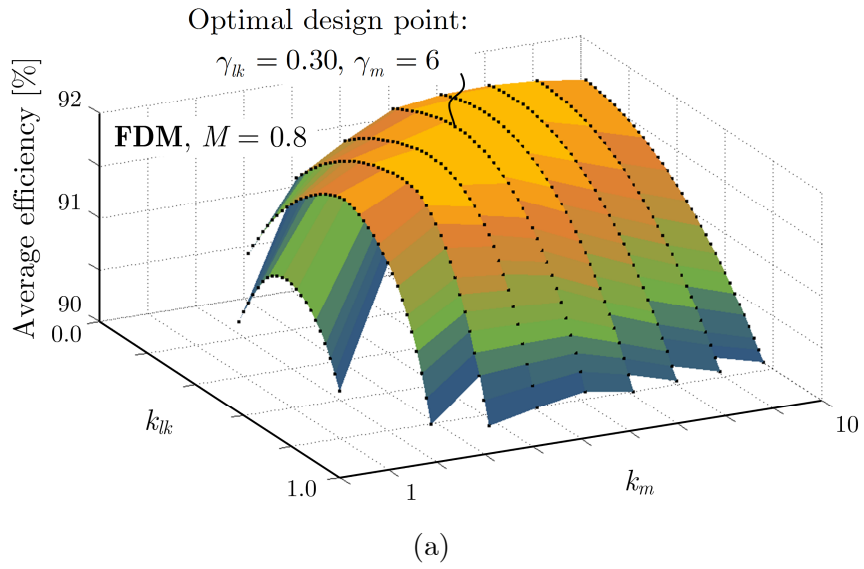


그림 5.13 효율-최적화 변압기 설계 결과: (a) FDM, (b) PSM ( $\gamma_{lk} = 0 \sim 1, \gamma_m = 1 \sim 10$ )

## 5.5 효율 비교 실험

변압기 설계 변수에 따른 효율 비교를 위하여 다수의 샘플의 추가 인덕터와 변압기를 제작하여 실험하였다.

표 5.1은 실험 비교를 위해 제작한 인덕터와 변압기의 주요 설계 변수를 보여준다. 인덕터 I와 II는 일차단과 이차단에 추가 인덕터로 연결하였다. 인덕터 III은 두 개의 별도의 인덕터를 일차단과 이차단 양측에 나누어 연결하였다. 인덕터 I, II, III의  $\gamma_{lk}$ 의 값은 각각 0.93, 0.07, 0.48이다. 변압기는 동일한 코어와 턴수를 이용하여 제작하였으며 코어 사이의 공극을 조절하여 자화 인덕턴스 값을 다양하게 구현하였다. 변압기 I, II, III의 자화 인덕턴스는 각각 470, 205, 115  $\mu\text{H}$ 이며 그에 따른  $\gamma_m$  값은 13, 5.7, 3.2이다. 아래의 효율 비교 실험에서는 전압 비율  $M$ 이 0.8인 경우에 대해서만 진행하였다.

### 5.5.1 변압기 설계에 따른 FDM 효율

그림 5.14는 각각 세 가지 샘플의 인덕터와 변압기를 이용하여 구한 효율을 비교하였다. 우선  $\gamma_{lk}$ 에 따른 스위칭 손실 차이를 확인할 수 있다. 효율 변화를 보면 그림 5.14(a)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.93인 경우에는 중간 부하 영역에서 상당히 큰 효율 저하가 일어나는 것을 볼 수 있다. 이는 앞서 제3장에서 언급한대로 FDM의 비-ZVS 구동 때문이다. 반면 그림 5.14(c)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.07인 경우 중간 부하 영역의 효율이 상당히 개선된 것을 발견할 수 있다. 이는 그림 5.7에서 살펴본 대로 추가 인덕터가 이차단에 연결되었을 때 FDM의 비-ZVS 영역이 줄어들기 때문이다.

중부하 영역에서는 변압기 변수에 상관없이 모든 스위치가 소프트-스위칭을 한다. 따라서 중부하 효율을 비교하면 도통 손실의 변화에 대

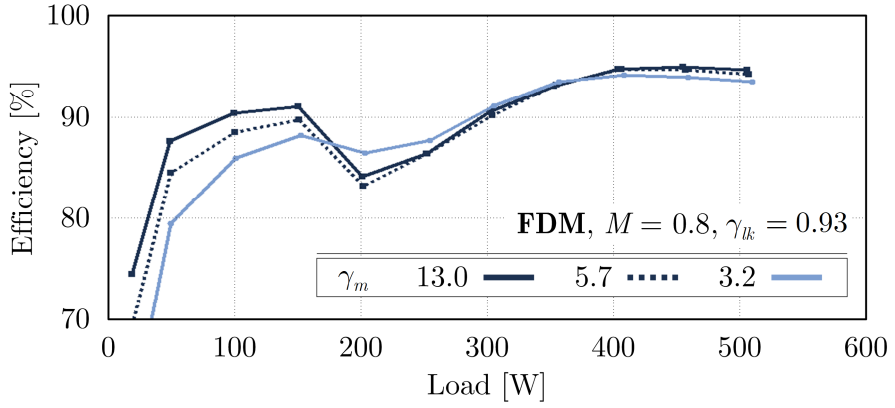
표 5.1 효율 비교를 위한 인덕터 및 변압기 샘플

		I	II	III
<i>Auxiliary inductor</i>	Placement	Primary	Secondary	Split
	Indct., $L$	31 $\mu\text{H}$	31 $\mu\text{H}$	(15+16) $\mu\text{H}$
	$\gamma_{lk}$	0.93	0.07	0.48
		I	II	III
<i>Transformer</i>	Mag. Indct., $L_m$	470 $\mu\text{H}$	205 $\mu\text{H}$	115 $\mu\text{H}$
	$\gamma_m$	13	5.7	3.2

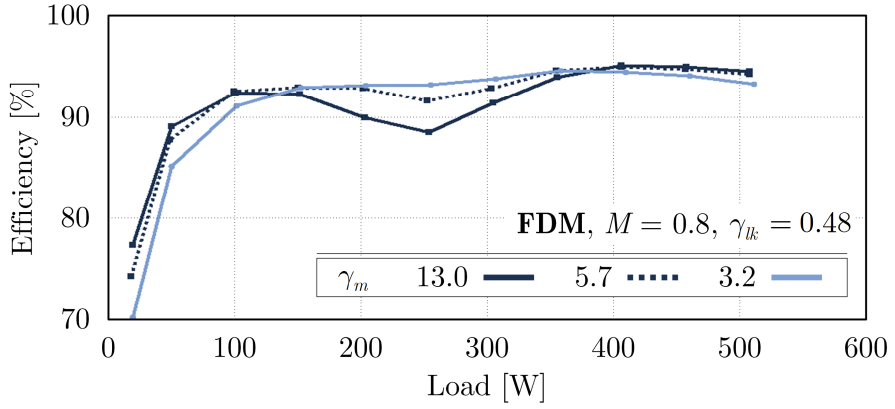
해서 알 수 있다. 앞서 그림 5.9에서 설명하였듯이 FDM 방식은 모든  $\gamma_{lk}$ 에 대해 전류 rms 값이 상당히 증가하는 것을 볼 수 있다. 이는 그림 5.14의 효율 곡선에서의  $\gamma_m$ 의 감소로 인한 2%의 효율 감소의 원인을 설명한다.

고정된  $\gamma_{lk}$ 에 대해서 효율 곡선을 비교하면  $\gamma_m$ 의 역할에 따른 효율 변화를 볼 수 있다. 우선 그림 5.14(a)의  $\gamma_{lk} = 0.93$ 인 조건에서는  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 중간 부하에서 일부 효율이 증가할 뿐 대부분의 영역에서는 효율이 크게 감소하는 것을 볼 수 있다. 반면 그림 5.14(c)와 (b)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.07, 0.48인 경우에는  $\gamma_m$ 의 변화가 효율 곡선의 추이 및 절대값에 큰 영향을 주는 것을 확인할 수 있다.

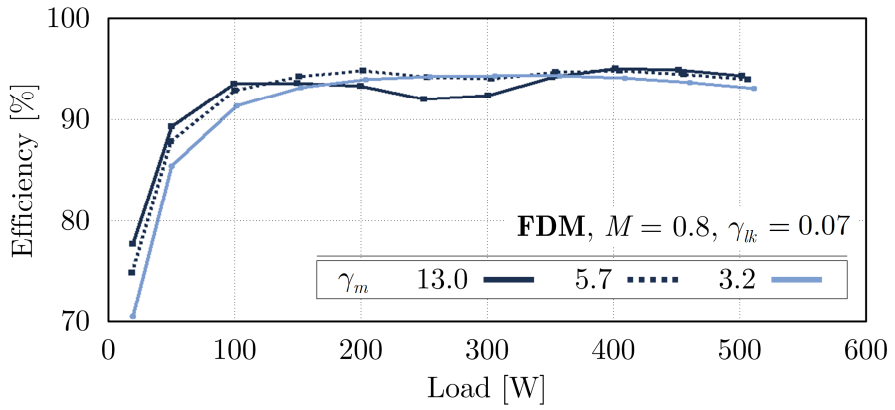
효율 곡선을 통하여  $\gamma_m$ 이 5.7일 때 스위칭 손실과 도통 손실 간의 상충적 관계가 가장 이상적이다. 경부하 및 중부하 영역에서의 도통 손실로 인한 효율 저하가 크지 않다. 또한 중간 부하에서의 스위칭 손실도 상당량 회복된다. 이는 그림 5.13을 기반으로 구한 최적 변압기 설계 결과와 일치한다.



(a)



(b)



(c)

그림 5.14 변압기 변수에 따른 FDM 을 이용한 DAB 컨버터의 효율 측정 결과: (a)  $\gamma_{lk} = 0.93$ , (b) 0.48, (c) 0.07

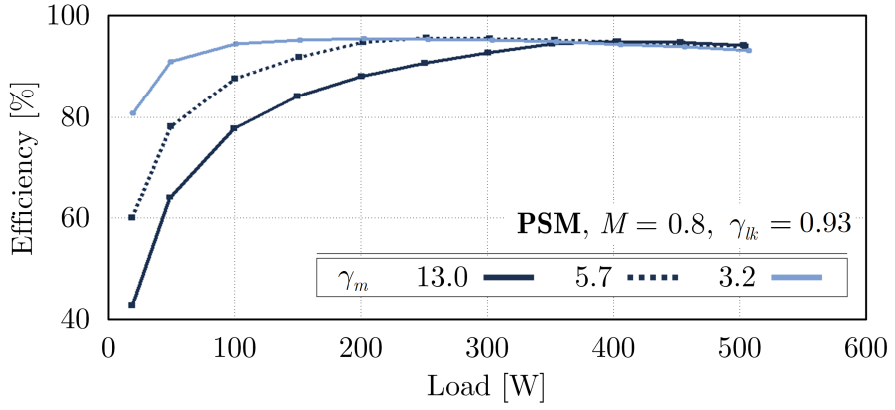
### 5.5.2 변압기 설계에 따른 PSM 효율

그림 5.15는 PSM 방식에 대해 각각 세 가지 샘플의 인덕터와 변압기를 이용하여 구한 효율을 비교하였다. PSM 방식은 그림 5.8에서 설명한 것처럼 경부하에서 이차단 스위치가 비-ZVS 영역을 가지고 있다.  $\gamma_{lk}$ 에 따른 효율 변화를 보면 그림 5.15(c)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.07인 경우에는 경부하 영역에서 상당히 큰 효율 저하가 일어나는 것을 볼 수 있다. 반면 그림 5.15(a)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.93인 경우 경부하 영역의 효율이 상당히 개선된 것을 발견할 수 있다. 이는 그림 5.8에서 살펴본 대로 추가 인덕터가 일차단에 연결되었을 때 PSM의 비-ZVS 영역이 줄어들기 때문이다.

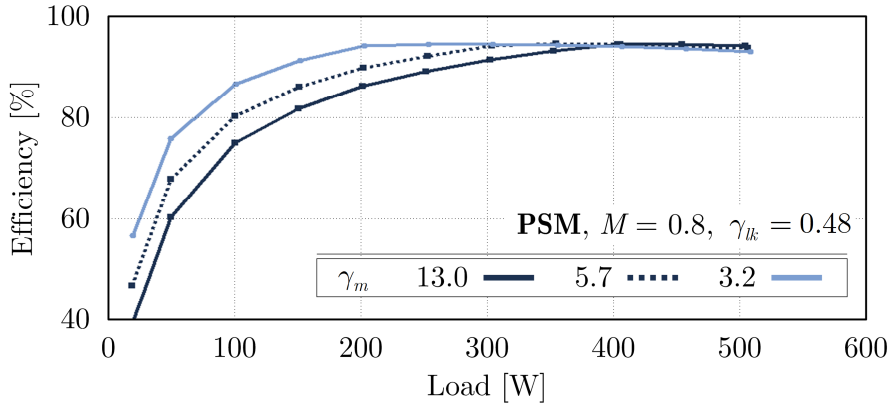
고정된  $\gamma_{lk}$ 에 대해서 효율 곡선을 비교하면  $\gamma_m$ 의 역할에 따른 효율 변화를 볼 수 있다. 우선 그림 5.15(a)의  $\gamma_{lk} = 0.07$ 인 조건에서는  $\gamma_m$ 의 감소에 따라 효율이 거의 변하지 않는 것을 볼 수 있다. 반면 그림 5.15(b)의  $\gamma_{lk}$ 가 0.93인 경우에는  $\gamma_m$ 의 변화가 PSM으로 구동되는 DAB 컨버터의 경부하 효율을 크게 증진시키는 것을 확인할 수 있다.

그림 5.10을 통하여 설명하였듯이 PSM은 도통 손실의 관점에서도 스위칭 손실과 마찬가지로  $\gamma_{lk}$ 가 클 때 유리하다.  $\gamma_{lk}$ 가 크면 경부하 영역에서의 일차단 도통 손실의 증가폭은 줄어들고 이차단 도통 손실의 감소폭은 늘어난다.

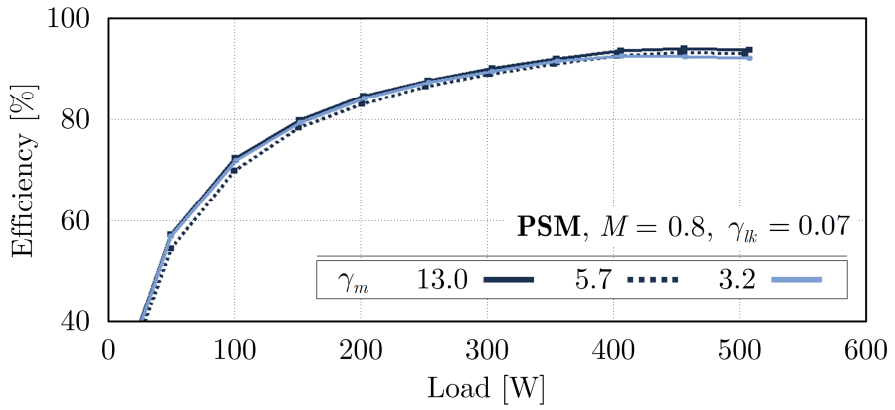
위 결과를 통하여 PSM 방식은  $\gamma_{lk}$ 가 0.93이며  $\gamma_m$ 이 3.2일 때 스위칭 손실과 도통 손실 측면에서 모두 유리한 것을 확인할 수 있다. 이는 그림 5.13을 기반으로 구한 최적 변압기 설계 결과와 일치한다.



(a)



(b)



(c)

그림 5.15 변압기 변수에 따른 PSM 을 이용한 DAB 컨버터의 효율 측정 결과: (a)  $\gamma_{lk} = 0.93$ , (b) 0.48, (c) 0.07



## 제 6 장 결 론

### 6.1 결 론

IBDC 는 ESS, EV, SST 등의 다양한 차세대 전력전자 시스템에서 요구되는 기술이다. 이 중 단상 DAB 컨버터는 여러 장점 때문에 최근 많은 연구가 진행되고 있는 토폴로지이다. DAB 컨버터는 변압기 양단에 두 개의 독립적인 브릿지 회로를 가지며 이를 이용하여 위상-차이를 지닌 고주파 교류 전원을 형성한다. 두 전압 간의 위상-차이를 이용하여 양방향 제어가 간단하게 구현이 가능하다. 또한 변압기의 직렬 인덕턴스를 에너지 전달 소자로 이용하기 때문에 높은 전력밀도를 가진다.

한편 DAB 컨버터는 변조를 통한 제어의 자유도가 삼차원이다: 일차단 브릿지의 시비율  $d_1$ , 이차단 브릿지의 시비율  $d_2$ , 위상-차이  $\phi$ . 더욱이 컨버터의 양단이 전압원으로 동작하기 때문에 컨버터의 분석의 원리가 일반적인 DC-DC 컨버터와 달라져야 한다. 특히 삼차원 변조 방법을 이용할 경우 시간-영역 분석의 복잡도가 상당히 증가한다.

이러한 어려움을 해결하기 위하여 본 논문에서는 푸리에-급수를 이용한 분석 방법을 DAB 컨버터에 적용하였다. 간단히 정리한 본 논문의 주요 연구는 다음과 같다.

#### 1) 기본과 푸리에 성분을 이용한 변조 방법 제안

본 논문의 제 2 장에서는 푸리에-급수 중 기본과 성분만을 이용한 DAB 컨버터의 모델링 방법에 대하여 소개하였다. 시간-영역 분석과 달리 푸리에-영역 분석 방법을 이용하면 삼차원 변조를 적용하였을 때에도 컨버터의 정상-상태 동작 특성을 분석적 수식으로 표현할 수 있다.



이를 이용하여 제 3 장에서는 기본과 성분을 이용하여 DAB 컨버터의 도통 손실을 최소화하는 최적 변조 해를 도출하였다. 도출된 해는 전압 및 부하 범위에 상관없이 공통적으로 적용될 수 있다. 제안한 FDM 변조 방법은 모든 구간에서 연속적으로 동작한다. 제어기 구현은 삼각 함수만을 추가적으로 이용하여 설계하였다.

제안한 FDM 을 기존의 실시간 변조 방법들과 스위칭 손실, 도통 손실 측면에서 비교하였다. 또한 앞서 제 2 장에서 간단히 설명한 손실 모델을 기초로 하여 각 변조 방법 간의 손실 분석을 통하여 FDM 의 경부하 효율 증진 효과를 분석하였다.

1 kW 급 프로토타입 컨버터를 이용하여 FDM 의 역방향 전력 전달을 포함한 다양한 전압 및 부하범위에서 정상-상태 동작을 확인하였다. 또한 앞서 비교하였던 변조 방법들의 효율 곡선을 동일한 컨버터 상에서 구현하여 각 변조 방법 당 약 백여 개 이상의 동작점에서 효율을 측정하였다.

효율 측정 결과 제안한 FDM 은 낮은 출력 전압과 경부하 조건에서 기존의 위상-천이 방법에 비하여 약 35% 이상의 효율 개선을 보였으며, 다른 비교 방법들에 비해서도 각각 20%, 10% 가량의 효율 증진을 확인하였다. 또한 기존의 PSM 방법이 전압 비율의 값에 따라서 컨버터의 효율 곡선의 양상이 크게 변했던 것과 달리 FDM 은 전압 비율에 비교적 독립적으로 효율 곡선이 형성되는 것을 확인하였다.

## 2) 고차 푸리에 성분을 이용한 소신호 모델링

DC-DC 컨버터에 적용되는 가장 고전적인 소신호 모델링 방법은 상태-공간 평균화 기법(SSA)이다. 주로 인덕터 전류와 캐패시터 전압이 시스템의 상태 변수로 정의된다. 컨버터의 스위칭 동작으로 인한 비선형적인 특성은 스위칭 구간 동안의 평균화 기법을 통하여 선형화된다. 그러나

DAB 컨버터의 인덕터 전류는 매 스위칭 주기마다 평균이 0인 교류 신호의 형태를 갖고 있기 때문에 기존의 SSA 모델링이 적용될 수 없다.

본 논문의 제 4 장에서는 이러한 DAB 컨버터의 모델링 특성을 극복하기 위하여 고차 푸리에-성분을 이용한 모델링 방법을 적용하였다. 출력 측 전압과 전류는 DC-성분과 2-고조파 성분을 이용하고 변압기 측 전류는 1-고조파와 3-고조파 성분을 이용하여 7차 모델을 구성하여 차수에 따른 각 모델 간의 대신호 특성을 비교하였다.

최종적으로 5차 모델을 이용하여 소신호 모델을 수립하여 DAB 컨버터의 전달함수를 구하였다. 이를 기반으로 하여 제안한 변조 방법을 위한 전압 제어기 설계를 수행하였다. 설계한 제어기의 제어 속도 및 안정성을 실험적으로 검증하였다.

### 3) 자화 인덕턴스를 고려한 변압기 설계 변수 최적화

DAB 컨버터의 주 에너지 전달 소자는 변압기의 직렬 인덕턴스이다. 변압기의 자화 인덕턴스의 크기는 직렬 인덕턴스보다 수 배 또는 수백 배의 값을 지니기 때문에 DAB 컨버터의 분석에는 자화 인덕턴스의 값을 무한대로 가정하는 것이 일반적이다. 그러나 자화 인덕턴스의 값이 상대적으로 작은 값을 지닐 때는 DAB 컨버터의 동작특성에 큰 영향을 미친다. 특히 자화 인덕턴스의 크기는 컨버터의 스위칭 손실과 도통 손실 간의 상쇄 관계를 갖는다.

제 5 장에서는 T-모델의 변압기 모델을 가정하여 설계 변수에 따른 컨버터의 동작 특성에 대하여 분석하였다. 총 세 개의 인덕터로 구성된 변압기 모델이 적용된 DAB 컨버터는 고차 푸리에 성분을 이용하여 간단히 분석될 수 있다.

직렬 인덕턴스의 분배에 관한 변수  $\gamma_{lk}$  와 자화 인덕턴스의 비율에 관한 변수  $\gamma_m$  을 정의하여  $\gamma_{lk}$  과  $\gamma_m$  에 따른 소프트-스위칭 특성과 rms 전류

특성을 비교하였다. DAB 컨버터의 동작 특성은 변조 방법에 따라 다르게 나타나기 때문에 앞서 제 3 장에서 제안한 FDM 및 기존의 PSM 을 대상으로 두 변조 방법에 적용하였다. 최종적으로 손실 모델을 기반으로 하여 효율 측면에서 최적의 변압기 설계 변수  $\gamma_{lk}$  와  $\gamma_m$  의 조합을 결정하였다.

실험 검증을 위하여 다양한  $\gamma_{lk}$  와  $\gamma_m$  의 값을 가진 인덕터와 변압기 샘플을 제작하여 총 9가지의 변압기 조합에 대하여 효율 검증 실험을 진행하였다. 실험을 통하여 변압기 설계 조건에 따른 DAB 컨버터의 변환 효율의 변화를 확인하고 앞서 진행한 최적 설계 결과와 비교하였다.

## 6.2 향후 과제

다음은 본 논문을 기반으로 진행되어야 할 향후 과제들이다.

- 제안한 변조 방법의 확장: DAB 컨버터의 기본적인 구조는 적용 시스템에 따라 다양한 응용 토폴로지를 지닌다: 3상 DAB 컨버터, 멀티-레벨 DAB 컨버터, 삼중-포트 능동-브릿지 (triple-active-bridge) 컨버터, 공진형 DAB 컨버터. 한편 제안한 변조 방법은 단상 DAB DC-DC 컨버터로 한정된다. 따라서 이러한 다양한 토폴로지들에 대해 FDM 방법의 원리를 기초로 하여 각 토폴로지에 따른 최적 변조 방법에 대한 연구가 가능하다.
- DAB 컨버터의 전류 제어기: 일반적으로 DAB 컨버터의 전류 제어는 직류 성분을 지닌 출력 측 전류를 이용하여 이루어진다. 그러나 실질적으로 출력 측 전류는 출력 전압과 동일한 정보를 지니고 있기 때문에 전류 제어를 통한 제어성의 향상 효과가 한정된다. 따라서 교류 성분의 인덕터 전류를 직접 이용한 전류 제어 방식은 DAB 컨버터의 동특성을 크게 향상할 것으로 기대한다.
- 공진형 DAB 컨버터의 설계: 본 논문에서는 인덕터 소자만이 포함된 변압기를 대상으로 하여 분석을 수행하였다. 그러나 제 5 장에서 설명한 것처럼 고차 푸리에 분석 방법을 이용하면 변압기 단계의 회로 구성과 상관없이 간편하게 컨버터의 동작 특성을 예측할 수 있다. 변압기 단계에 캐패시터 소자가 포함된 공진형 DAB 컨버터에 대해서도 간편하게 분석이 가능하다. 이러한 방법을 이용하면 공진형 DAB 컨버터의 최적 설계 및 구동에 관한 연구가 이루어질 수 있을 것으로 보인다.



## 참고 문헌

- [1] International Energy Agency (IEA), "Key World Energy Statistics 2015," Chirat, France, 2015.
- [2] United Nations (UN), "Framework Convention on Climate Change," [Online]. Available: [http://unfccc.int/kyoto\\_protocol/items/2830.php](http://unfccc.int/kyoto_protocol/items/2830.php). [Accessed May 2016].
- [3] United Nations (UN), "Adoption of the Paris Agreement," United Nations, Paris, 2015.
- [4] KEPCO, "한국전력공사 사이버지점 - 주요 전기요금제도," 2016. [Online]. Available: <http://cyber.kepco.co.kr/ckepco/front/jsp/CY/H/C/CYHCHP00201.jsp>.
- [5] International Renewable Energy Agency (IRENA), "Renewable Power Generation Costs in 2014," IRENA, 2015.
- [6] S. Lee, J. Kim, J. Lee and B.-H. Cho, "State-of-charge and capacity estimation of lithium-ion battery using a new open-circuit voltage versus state-of-charge," *Journal of Power Sources*, pp. 1367-1373, Sep. 2008.
- [7] Organisation Internationale des Constructeurs d'Automobiles (OICA), "Sales of New Vehicles 2005-2015," 2015. [Online]. Available: <http://www.oica.net/wp-content/uploads//pc-sales-20151.pdf>. [Accessed May 2016].
- [8] California Environmental Protection Agency Air Resources Board (CARB), "Zero Emission Vehicle (ZEV) Program," [Online]. Available: <http://www.arb.ca.gov/msprog/zevprog/zevprog.htm>.

[Accessed May 2016].

- [9] European Commission (EC), "Reducing CO<sub>2</sub> emissions from passenger cars," [Online]. Available: [http://ec.europa.eu/clima/policies/transport/vehicles/cars/index\\_en.htm](http://ec.europa.eu/clima/policies/transport/vehicles/cars/index_en.htm). [Accessed May 2016].
- [10] International Energy Agency (IEA) Electric Vehicle Initiative (EVI), "Global EV Outlook 2015," 2016. [Online]. Available: [http://www.iea.org/evi/Global-EV-Outlook-2015-Update\\_1page.pdf](http://www.iea.org/evi/Global-EV-Outlook-2015-Update_1page.pdf). [Accessed May 2016].
- [11] A. Emadi, Y. J. Lee and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237-2245, June 2008.
- [12] Z. Amjadi and S. S. Williamson, "Power-Electronics-Based Solutions for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Energy Storage and Management Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 608-616, Feb. 2010.
- [13] C. C. Chan and C. T. Chau, "An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 3-13, Feb. 1997.
- [14] H. Fan and H. Li, "High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3599-3608, Dec. 2011.
- [15] T. Zhao, G. Wang, S. Bhattacharya and A. Q. Huang, "Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1523-1532, April, 2013.

- [16] J. W. Kolar and G. Ortiz, "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems," in *Proc. 2014 IEEE ECCE Asia*, Hiroshima, Japan, May 18-21, 2014.
- [17] A. Rufer, "Today's and tomorrow's meaning of power electronics within the grid interconnection," in *Proc. 2007 IEEE EPE*, Aalborg, 2-5 Sep. 2007.
- [18] S. Inoue and H. Akagi, "A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," in *Proc. 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, 18-22 June 2006.
- [19] S. Falcones, X. Mao and R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," in *Proc. IEEE PES General Meeting*, Minneapolis, MN, 25-29 July 2010.
- [20] R. Redl, L. Balogh and D. W. Edwards, "Optimum ZVS Full-Bridge DC/DC Converter with PWM Phase-Shift Control: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results," in *Proc. 1994 IEEE APEC*, Orlando, FL, 13-17 Feb. 1994.
- [21] X. Ruan and B. Li, "Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 213-2220, Feb. 2005.
- [22] H. J. Chiu and L. W. Lin, "Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 709-718, June 2005.
- [23] W. J. Lee, C. E. Kim, G. W. Moon and S. K. Han, "A New Phase-Shifted Full-Bridge Converter With Voltage-Doubler-Type Rectifier for High-Efficiency PDP Sustaining Power Module," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2450-2458, June 2008.
- [24] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang and G. Huang, "LLC resonant



- converter for front end DC/DC conversion," in *Proc. 2002 IEEE APEC*, Dallas, TX, 10-14 March 2002.
- [25] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian and G. Huang, "Three-Level LLC Series Resonant DC/DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 781-789, July 2005.
  - [26] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, W. Eberle and W. G. Dunford, "An LLC Resonant DC-DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5437-5445, Dec. 2013.
  - [27] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A Three-phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan. 1991.
  - [28] N. Schibli, "Symmetrical Multilevel Converters With Two Quadrant DC-DC Feeding," Ph.D. Dissertation, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL), Lausanne, France, 2000.
  - [29] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
  - [30] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2299-2306, Nov. 2007.
  - [31] R. Yapa and A. Forsyth, "Extended Soft Switching Operation of the Triple Active Bridge Converter," in *Proc. 2012 IET Power Electronics, Machines and Drives*, Bristol, 27-29 March 2012.
  - [32] Y. A. Harrye, K. H. Ahmed, G. P. Adam and A. A. Aboushady, "Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active

- bridge DC/DC converter using triple phase shift control," in *Proc. 2014 IEEE 23rd ISIE*, Istanbul, June 2014.
- [33] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 174-188, Jan. 2012.
  - [34] H. Tao, J. L. Duarte and M. A. Hendrix, "Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 782-792, March 2008.
  - [35] C. Zhao, S. D. Round and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2443-2453, Sep. 2008.
  - [36] S. Y. Kim, H. S. Song and K. H. Nam, "Idling Port Isolation Control of Three-Port Bidirectional Converter for EVs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2495-2506, Oct. 2011.
  - [37] H. Bai, C. Mi, C. Wang and S. Gargies, "The Dynamic Model and Hybrid Phase-Shift Control of a Dual-Active-Bridge Converter," in *Proc. 2008 34th IEEE IECON*, Orlando, FL, 10-13 Nov. 2008.
  - [38] Y. Tian, Z. Chen, F. Deng, X. Sun and Y. Hu, "Coordinative Control of Active Power and DC-link Voltage for Cascaded Dual-Active-Bridge and Inverter in Bidirectional Applications," in *Proc. 2014 IEEE ECCE*, Pittsburgh, PA, 14-18 Sep. 2014.
  - [39] S. Falcones and R. Ayyanar, "Simple Control Design for a Three-Port DC-DC Converter Based PV System with Energy Storage," in *Proc. 2010 25th IEEE APEC*, Palm Springs, CA, 21-25 Feb. 2010.
  - [40] L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli and D. Diaz, "Dual Active Bridge-Based Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle With Charging Current Containing Low Frequency Ripple,"

- IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7299-7307, Dec. 2015.
- [41] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2745-2760, July 2012.
  - [42] B. Zhao, Q. Song and W. Liu, "Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1711-1727, April 2013.
  - [43] L. Piris-Botalla, G. G. Oggier, A. M. Airabella and G. O. Garcia, "Power losses evaluation of a bidirectional three-port DC-DC converter for hybrid electric system," *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 58, pp. 1-8, June 2014.
  - [44] D. Costinett, D. Maksimovic and R. Zane, "Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3931-3940, Aug. 2013.
  - [45] J. Reinert, A. Brockmeyer and R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 4, pp. 1055-1061, July/Aug. 2001.
  - [46] J. Everts, F. Krismer, J. Van den Keybus, J. Driesen and J. W. Kolar, "Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 3954-3960, Aug. 2014.
  - [47] J. Everts, G. E. Sfakianakis and E. A. Lomonova, "Using Fourier Series to Derive Optimal Soft-Switching Modulation Schemes for Dual Active Bridge Converters," in *Proc. 2015 IEEE ECCE*,

Montreal, QC, 20-24 Sep. 2015.

- [48] L. Xue, D. Boroyevich and P. Mattavelli, "Switching Condition and Loss Modeling of GaN Based Dual Active Bridge Converter for PHEV Charger," in *Proc. 2016 IEEE APEC*, Long Beach, CA, 20-24 March 2016.
- [49] H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1434-1442, July/Aug. 2009.
- [50] F. Krismer, S. Round and J. W. Kolar, "Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range," in *2006 IEEE PESC*, Jeju, 18-22 June 2006.
- [51] G. G. Oggier, G. O. Garcia and A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1826-1838, July 2009.
- [52] H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905-2914, Nov. 2008.
- [53] H. Bai, Z. Nie and C. Mi, "Experimental Comparison of Traditional Phase-Shift, Dual-Phase-Shift, and Model-Based Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1444-1449, June 2010.
- [54] M. H. Kim, M. Rosekeit, S. K. Sul and R. W. A. A. De Doncker, "A Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter in Wide Voltage Range," in *Proc. 2011 IEEE ECCE Asia*, Jeju, May 30 - June 3 2011.
- [55] H. Wen, W. Xiao and B. Su, "Nonactive Power Loss Minimization

- in a Bidirectional Isolated DC–DC Converter for Distributed Power Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 12, pp. 6822–6831, Dec. 2014.
- [56] J. H. Huang, Y. Gao and Y. Li, "Unified PWM Control to Minimize Conduction Losses Under ZVS in the Whole Operating Range of Dual Active Bridge Converters," in *2013 IEEE APEC*, Long Beach, CA, 17–21 March 2013.
  - [57] W. Choi, K. M. Rho and B. H. Cho., "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4048–4068, Aug. 2015.
  - [58] W. Choi and B. H. Cho, "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Universal Reduced Conduction," in *Proc. 2015 IEEE ECCE*, Montreal, QC, 20–24 Sep. 2015.
  - [59] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1215–1227, April 2011.
  - [60] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, G. Liu and Y. Zhao, "Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Under PWM Plus Phase-Shift Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6488–6494, Dec. 2015.
  - [61] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 12, pp. 2756–2768, Dec. 2009.
  - [62] H. Qin and J. W. Kimball, "Closed-Loop Control of DC–DC Dual-Active-Bridge Converters Driving Single-Phase Inverters," *IEEE*

- Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 1006-1017, Feb. 2014.
- [63] K. Wu, C. W. de Silva and W. G. Dunford, "Stability Analysis of Isolated Bidirectional Dual Active Full-Bridge DC–DC Converter With Triple Phase-Shift Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2007-2017, April 2012.
  - [64] C. Zhao, S. D. Round and J. W. Kolar, "Full-order averaging modelling of zero-voltage-switching phase-shift bidirectional DC–DC converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 400-410, 2010.
  - [65] V. A. Caliskan, G. C. Verghese and A. M. Stankovic, "Multifrequency Averaging of DC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 124-133, Jan. 1999.
  - [66] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2078-2084, April 2012.
  - [67] U. Javaid and D. Dujic, "Arbitrary Order Generalized State Space Average Modeling of Switching Converters," in *Proc. 2015 IEEE ECCE*, Montreal, QC, 20-24 Sep. 2015.
  - [68] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu and G. C. Verghese, "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 251-259, April 1991.
  - [69] Y. Du, S. H. Baek, S. Bhattacharya and A. Q. Huang, "High-voltage High-frequency Transformer Design for a 7.2kV to 120V/240V 20kVA Solid State Transformer," in *Proc. 2010 IEEE IECON*, Glendale, AZ, 7-10 Nov. 2010.
  - [70] K. Mainali, A. Tripathi, D. C. Patel, S. Bhattacharya and T. Challita, "Design, Measurement and Equivalent Circuit Synthesis of High Power HF Transformer for Three-Phase Composite Dual Active Bridge Topology," in *Proc. 2014 IEEE APEC*, Fort Worth, TX, 16-

20 March 2014.

- [71] W. Choi, M. H. Lee and B. H. Cho, "Effect of Transformer Design on Operation of Fundamental Duty Modulation for Dual-ActiveBridge Converter," in *Proc. 2016 IEEE APEC*, Long Beach, CA, 20-24 March 2016.
- [72] C. Gu, Z. Zheng, L. Xu, K. Wang and Y. Li, "Modeling and Control of a Multiport Power Electronic Transformer (PET) for Electric Traction Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 915-927, Feb. 2016.
- [73] J. Riedel, D. G. Holmes, C. Teixeira and B. P. McGrath, "Harmonic-Based Determination of Soft Switching Boundaries for 3-Level Modulated Single-Phase Dual Active Bridge Converters," in *Proc. 2015 IEEE ECCE*, Montreal, QC, 20-24 Sep. 2015.
- [74] J. Riedel, D. G. Holmes and B. P. McGrath, "Identifying ZVS Soft Switching Boundaries for Bi-Directional Dual Active Bridge DC-DC Converters using Frequency Domain Analysis," in *Proc. 2015 IEEE ECCE Asia*, Seoul, 1-5 June 2015.
- [75] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan and E. D. Baumann, "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov./Dec. 1992.
- [76] B. Cougo and J. W. Kolar, "Integration of Leakage Inductance in Tape Wound Core Transformers for Dual Active Bridge," in *Proc. 2012 IEEE CIPS*, Nuremberg, 6-8 March 2012.
- [77] M. Mu, L. Xue, D. Boroyevich, B. Hughes and P. Mattavelli, "Design of Integrated Transformer and Inductor for High Frequency Dual Active Bridge GaN Charger for PHEV," in *Proc. 2015 IEEE APEC*, Charlotte, 15 March 2015.

- [78] D. Rothmund, G. Ortiz, T. Guillod and J. W. Kolar, "10kV SiC-Based Isolated DC-DC Converter for Medium Voltage-Connected Solid-State Transformers," in *Proc. 2015 IEEE APEC*, Charlotte, 15-19 March 2015.
- [79] A. Tripathi, K. Mainali, D. Patel, A. Kadavelugu, S. Hazra, S. Bhattacharya and K. Hatua, "Design Considerations of a 15kV SiC IGBT Enabled High-Frequency Isolated DC-DC Converter," in *Proc. 2014 IEEE ECCE Asia*, Hiroshima, 18-21 May 2014.





Abstract

# **Modeling and Modulation of Dual-Active-Bridge Converter Using Fourier-Series Analysis**

Woojin Choi

Department of Electrical Engineering and Computer Science  
The Graduate School  
Seoul National University

Among various isolated bidirectional dc-dc converter (IBDC) topologies, single-phase dual-active-bridge (DAB) DC-DC converter has recently highlighted for its advantages. In the DAB converter, two high-frequency pulsating voltages are formed by two independent bridge circuits. Bidirectional power flow control can be easily performed by the phase difference between two sides of the transformer. It shows high conversion efficiency due to the soft-switching characteristics. Furthermore, since the DAB converter utilizes the series inductance of the transformer as an energy transfer element, the number of passive elements can be minimized so that achieving high power density.

The DAB converter can be controlled by three-dimensional modulation strategy. When the primary and the secondary voltages are operated in three-level, the degree of freedom becomes three: duty ratio of the primary- and the secondary-side bridge, and the phase-shift between them. On the other hand, control variable of a converter is confined to one, for example, output

voltage or output power. Hence, three-dimensional modulation may have multiple solution for a given operation condition. This is reason why steady-state and small-signal analysis of the DAB converter is complicated. In this paper, Fourier-series analysis is used for characterization of the DAB converter in various layers. Followings are the key contributions of the paper.

First, an optimal modulation strategy that minimizes conduction loss was derived using fundamental component of Fourier series. The solution can be universally applied regardless of voltage and load ranges. The proposed modulation strategy was implemented using a continuously operating controller only with additional trigonometric functions. Loss analysis was conducted for the proposed method and other recent modulation schemes to estimate performances of the modulation schemes. Steady-state operations and efficiency improvements of the proposed method were verified through 1-kW prototype converter.

Next, a small-signal model of the DAB converter using higher-order Fourier component was proposed. The multi-frequency analysis method used in this paper exploited 5th-order modeling strategy: 0th-order elements of the output voltage, and 1st- and 3rd-order elements of the inductor current. Open-loop characteristics of the model with various dimension were compared. In consequence, the small-signal model was constructed using 5th-order model and used for design of the voltage-loop controller. Stability and speed of the voltage-loop controller was verified through experiments.

Lastly, operation of the DAB converter with a practical T-model transformer was analyzed. Higher-order Fourier-series analysis using admittance network simplified the analysis of the transformer model with multiple inductive elements. For optimal design of the transformer, two design variables were defined: distribution of the series inductance; and ratio of the magnetizing inductance to the series inductance. Loss model was constructed based on soft-switching and rms current characteristics according to the

transformer design variables. An optimal set of transformer variables was designed to maximize the conversion efficiency. For verification of the design result, several samples were used to compare the dependency of conversion efficiency on the transformer design.

**Keywords:** Isolated converter, bidirectional converter, bridge circuit, Fourier analysis, modeling, modulation

**Student Number:** 2013-30263